

# Fonaments de tecnologia electrònica

Fernando Cabrera Ibáñez  
Carolina Cervelló García

# Fonaments de tecnologia electrònica

Fernando Cabrera Ibáñez  
Carolina Cervelló Garcia



UNIVERSITAT  
JAUME I

DEPARTAMENT DE SISTEMES INDUSTRIALS I DISSENY

■ Codi d'assignatura 914

Edita: Publicacions de la Universitat Jaume I. Servei de Comunicació i Publicacions  
Campus del Riu Sec. Edifici Rectorat i Serveis Centrals. 12071 Castelló de la Plana  
<http://www.tenda.uji.es> e-mail: [publicacions@uji.es](mailto:publicacions@uji.es)

Col·lecció Sapientia, 14  
[www.sapientia.uji.es](http://www.sapientia.uji.es)

ISBN: 978-84-692-4543-9



Aquest text està subjecte a una llicència Reconeixement-NoComercial-CompartirIgual de Creative Commons, que permet copiar, distribuir i comunicar públicament l'obra sempre que especifique l'autor i el nom de la publicació i sense objectius comercials, i també permet crear obres derivades, sempre que siguin distribuïdes amb aquesta mateixa llicència.  
<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/2.5/es/deed.ca>

# ÍNDEX

<b>PRESENTACIÓ</b> .....	6
<b>TEMA 1.</b>	
<b>INTRODUCCIÓ ALS CIRCUITS. PRINCIPIS D'ANÀLISI.</b>	
<b>CIRCUITS ELÈCTRICS</b> .....	8
1.1. Magnituds elèctriques. Simbologia i mesurament. ....	9
1.1.1. Càrrega elèctrica. Llei de Coulomb. ....	9
1.1.2. Diferència de potencial. ....	9
1.1.3. Concepte de cos conductor. Intensitat de corrent. ....	10
1.1.4. Llei d'Ohm i Llei de Joule. ....	10
1.1.5. Potència elèctrica. ....	10
1.2. Concepte de circuit. Components d'un circuit. ....	11
1.3. Lleis de Kirchhoff. ....	11
1.4. Anàlisi de circuits pels mètodes de malles i nusos. ....	11
1.5. Equivalència de circuits. Teoremes de Thévenin i Norton. ....	12
1.6. Teorema de Millman. ....	12
<b>TEMA 2.</b>	
<b>SEMICONDUCTORS. EL DÍODE D'UNIÓ</b> .....	14
2.1. Classificació de materials per la seua conductivitat. ....	15
2.2. Descripció i característiques dels semiconductors. ....	15
2.2.1. Semiconductor tipus N. ....	16
2.2.2. Semiconductor tipus P. ....	17
2.3. La unió PN. ....	17
2.4. Díode d'unió. ....	19
2.5. El díode zener. ....	20
2.6. Principals aplicacions del díode. ....	22
<b>TEMA 3.</b>	
<b>EL TRANSISTOR BIPOLAR D'UNIÓ</b> .....	24
3.1. Descripció i característiques del transistor d'unió. ....	25
3.2. Polarització de transistors. ....	27
3.2.1. Circuit de polarització fixa. ....	28
3.2.2. Circuit de polarització fixa amb resistència d'emissor. ....	28
3.2.3. Circuit de polarització base-col·lector. ....	30
3.2.4. Circuit de polarització d'emissor. ....	31
3.2.5. Circuit d'autopolarització. ....	32

3.3. Corbes característiques. Zones de funcionament. ....	33
3.3.1. Corbes característiques d'entrada i d'eixida. ....	33
3.3.2. Zones de funcionament. ....	35
3.4. Funcionament com a amplificador. ....	35
3.5. Funcionament en commutació. ....	36
 <b>TEMA 4.</b>	
<b>EL TRANSISTOR D'EFFECTE DE CAMP.</b> ....	38
4.1. Descripció i característiques del transistor FET. ....	39
4.2. Corbes característiques del transistor JFET.	
Diferents regions de funcionament. ....	43
4.3. Transistors MOSFET. ....	44
4.3.1. Mosfet de depleció. ....	44
4.3.2. Mosfet d'acumulació. ....	46
4.4. Comparació JFET enfront de BJT. ....	47
 <b>TEMA 5.</b>	
<b>ELEMENTS D'ELECTRÒNICA DE POTÈNCIA.</b> ....	49
5.1. El díode Schockley. Descripció i funcionament. ....	50
5.2. El tiristor. ....	51
5.2.1. Descripció i funcionament. ....	51
5.2.2. Corba característica i paràmetres principals. ....	52
5.2.3. Tipus d'encebament del tiristor. ....	53
5.3. El diac. Descripció i funcionament. ....	53
5.4. El triac. Descripció i funcionament. ....	54
 <b>TEMA 6.</b>	
<b>L'AMPLIFICADOR OPERACIONAL.</b> ....	56
6.1. L'amplificador operacional ideal. ....	57
6.1.1. Característiques. ....	57
6.1.2. Realimentació. ....	58
6.2. Circuits lineals bàsics. ....	59
6.2.1. Amplificador no inversor. ....	59
6.2.2. Seguidor de tensió. ....	60
6.2.3. Amplificador inversor. ....	61
6.2.4. Circuit restador. ....	62
6.2.5. Circuit sumador no inversor. ....	63
6.2.6. Circuit sumador inversor. ....	64
6.3. Circuits bàsics no lineals. ....	65
6.3.1. Comparador amb histèresis. ....	65
6.3.2. Multivibrador astable. ....	68
6.3.3. Rectificador ideal de mitja ona inversor. ....	69
 <b>TEMA 7.</b>	
<b>FONTS D'ALIMENTACIÓ LINEALS.</b> ....	72
7.1. Estructura d'una font d'alimentació lineal. ....	73
7.1.1. Transformació. ....	73
7.1.2. Rectificació. ....	74

7.1.3. Filtrat. . . . .	75
7.1.4. Estabilització. . . . .	76
7.1.5. Reguladors comercials. . . . .	79
<b>TEMA 8.</b>	
<b>CIRCUITS DIGITALS. TECNOLOGIES.</b> . . . .	82
8.1. Processament digital de senyals. . . . .	83
8.2. Famílies i tecnologies digitals. . . . .	84
8.2.1. Concepte de família lògica digital. . . . .	84
8.2.2. Paràmetres de les comportes digitals. . . . .	84
8.2.3. Famílies digitals. . . . .	85
8.3. Representació binària de senyals. . . . .	85
<b>TEMA 9.</b>	
<b>CIRCUITS DIGITALS COMBINACIONALS.</b> . . . .	88
9.1. Components bàsics digitals. Portes lògiques. . . . .	89
9.1.1. Comporta lògica NOT. . . . .	89
9.1.2. Comporta lògica AND. . . . .	90
9.1.3. Comporta lògica OR. . . . .	91
9.1.4. Comporta lògica NAND. . . . .	91
9.1.5. Comporta lògica NOR. . . . .	92
9.1.6. Comporta lògica XOR. . . . .	93
9.1.7. Comporta lògica XNOR. . . . .	93
9.2. Circuits digitals complexos. Multiplexors. Codificadors.	
Decodificadors. . . . .	94
9.2.1. Multiplexors. . . . .	95
9.2.2. Codificadors. . . . .	96
9.2.3. Descodificadors. . . . .	97
9.3. Anàlisi de circuits digitals. Àlgebra de Boole. Taules de veritat. . . . .	98
9.3.1. Àlgebra de Boole. . . . .	98
9.3.2. Lleis de l'àlgebra de Boole. . . . .	99
9.3.3. Taules de veritat. . . . .	100
<b>TEMA 10.</b>	
<b>CIRCUITS DIGITALS SEQÜENCIALS.</b> . . . .	101
10.1. Components seqüencials bàsics, biestables. . . . .	102
10.1.1. Latch R-S. . . . .	102
10.1.2. Latch D. . . . .	103
10.1.3. Flip-flop R-S. . . . .	104
10.1.4. Flip-flop D. . . . .	105
10.1.5. Flip-flop J-K. . . . .	105
10.2. Registres i comptadors. . . . .	106
10.2.1. Registres de desplaçament. . . . .	106
10.2.2. Comptadors. . . . .	107
10.3. Circuits seqüencials síncrons i asíncrons. . . . .	108
<b>BIBLIOGRAFIA.</b> . . . .	109

# Presentació

La present obra s'ha desenvolupat amb l'objectiu de realitzar un llibre que permetta assolir els coneixements fonamentals de components electrònics. Calia integrar en un obra nombroses unitats temàtiques però amb una estructura compacta, de manera que al lector se li facilite l'aprenentatge. Per tant, presenta un conjunt de temes que abarquen la majoria de continguts teòrics de qualsevol curs d'electrònica general, oferint al lector la informació més adient per tal d'assimilar els conceptes.

Es comença per les tècniques d'anàlisi de circuits, per a seguir amb l'estudi dels semiconductors i els dispositius més utilitzats en l'electrònica analògica: el díode, els transistors d'unió i d'efecte de camp. No podia realitzar-se una obra d'aquest tipus sense fer referència a l'amplificador operacional. Així que hi ha un tema dedicat a ell on es presenten els circuits més característics.

Tanmateix es dediquen uns temes a l'electrònica de potència, on es veuen els dispositius de la família dels tiristors.

Finalment hi ha uns temes dedicats a l'estudi de l'electrònica digital, on s'analitzen d'una banda la base teòrica digital i d'una altra banda els circuits més utilitzats en aquest tipus d'electrònica com ara els circuits combinacionals i els circuits seqüencials.

Els continguts dels temes són teòrics, però s'han inclòs una gran quantitat de circuits, gràfics i corbes de funcionament per tal de facilitar-ne al màxim la comprensió.



Tema 1.

Introducció als circuits.

Principis d'anàlisi. Circuits elèctrics

En un primer contacte amb l'electrònica cal conèixer alguns conceptes abans de començar l'aprenentatge dels dispositius electrònics. El lector s'adonarà que per solucionar els circuits electrònics, cal utilitzar metodologies i teoremes d'altres àrees afins.

L'objectiu d'aquest primer tema és proporcionar una sèrie de coneixements bàsics per a poder assimilar amb claredat els continguts dels temes següents. En primer lloc cal conèixer les magnituds d'un circuit elèctric, així com les unitats en què s'expressen, tanmateix les lleis, teoremes i mètodes més importants que s'han d'utilitzar en l'anàlisi dels circuits elèctrics. D'altra banda cal conèixer els components d'un circuit, com es comporten i la seua funcionabilitat dins d'un circuit elèctric. Amb tots aquest conceptes, el lector assolirà uns fonaments adequats per a poder continuar amb els temes següents, i així rebre d'una manera correcta la formació sobre els dispositius electrònics.

## 1.1. Magnituds elèctriques. Simbologia i mesurament

### 1.1.1. Càrrega elèctrica. Llei de Coulomb

Per a poder quantificar l'electricitat que té un cos s'utilitza la magnitud càrrega elèctrica, la qual té polaritat i s'expressa amb signe, existint càrregues elèctriques positives i càrregues elèctriques negatives.

Les càrregues elèctriques tenen un comportament que origina accions d'atracció entre càrregues de diferent signe i accions de repulsió entre càrregues del mateix signe.

La llei de Coulomb estableix que la força entre dues càrregues  $q$  i  $q'$  és directament proporcional al producte d'ambdues, i inversament proporcional al quadrat de la distància que les separa ( $r$ ). S'expressa mitjançant la següent fórmula  $F=K \cdot (q \cdot q')/r^2$ , on  $K$  és una constant de proporcionalitat que depèn del medi en el qual es troben les dos càrregues.

### 1.1.2. Diferència de potencial

S'anomena diferència de potencial o tensió entre dos punts el treball per a desplaçar la unitat de càrrega elèctrica positiva des del punt que té major potencial al de menor potencial.

La unitat per a mesurar la diferència de potencial o tensió és el volt. Un volt = 1 joule / 1 coulomb.

### 1.1.3. Concepte de cos conductor. Intensitat de corrent

S'expressa que un cos és conductor quan disposa d'electrons lliures amb capacitat per a moure's entre els àtoms de la seua xarxa cristal·lina. En un conductor s'estableix circulació de corrent elèctric quan es desplacen càrregues elèctriques, i per tant, està sotmès a una diferència de potencial.

La magnitud intensitat de corrent elèctric determina la quantitat de càrrega elèctrica que travessa al conductor en la unitat de temps. Les unitats en què s'expressa aquesta magnitud se'n els amper.

$$i = \frac{dq}{dt} \quad (\text{Coulomb/segon} = \text{Amper})$$

En electrònica s'utilitzen els seus submúltiples: mil·liampers (mA), microampers ( $\mu\text{A}$ ) i nanoampers (nA), ja que els valors de corrent elèctric no solen ser elevats.

El sentit de desplaçament del corrent elèctric és contrari al sentit de desplaçament dels electrons; circula des del punt de major potencial fins al punt de menor potencial.

### 1.1.4. Llei d'Ohm i Llei de Joule

La Llei d'Ohm estableix que la caiguda de tensió que es produeix en un cos és igual al producte entre la resistència elèctrica que presenta el cos pel corrent que el travessa, i s'expressa:

$$V = I \cdot R$$

La unitat de resistència elèctrica és l'Ohm ( $\Omega$ ).

La Llei de Joule enuncia que quan una resistència és travessada per una intensitat de corrent elèctric, l'energia absorbida per la resistència es transforma en calor.

### 1.1.5. Potència elèctrica

El concepte de *potència elèctrica* és el producte de la diferència de tensió aplicada i la intensitat de corrent que dona lloc,

$$P = I \cdot V$$

El Watt (W) és la unitat de potència elèctrica.

## 1.2. Concepte de circuit. Components d'un circuit

S'entén com a circuit un conjunt de components connectats entre sí, amb la possibilitat que circule intensitat de corrent elèctric a través d'ell mateix.

Quan es subministra energia elèctrica a un element passiu d'un circuit aquest té un comportament d'una o més d'aquestes tres maneres: per una banda l'element dissipa l'energia, amb la qual cosa es diu que és resistiu pur. D'altra banda l'element emmagatzema l'energia en un camp magnètic, i això s'anomena bobina pura. Finalment, si s'acumula l'energia en un camp elèctric, l'element rep el nom de condensador.

En la realitat el comportament únic és pràcticament impossible. Per exemple, en una bobina es dona el comportament com a bobina pura, però el fil de coure amb què està fabricada fa que tinga comportament resistiu pur, ja que dissipa energia.

En un circuit s'estableixen els següents conceptes: s'anomena nus el punt d'un circuit on convergeixen més de dos corrents. El terme *branca* s'utilitza per referir una porció del circuit comprès entre dos nusos. Finalment s'anomena malla el llaç o bucle tancat d'un circuit.

## 1.3. Lleis de Kirchhoff

Les lleis de Kirchhoff estableixen unes relacions entre les tensions i els corrents d'un circuit. Hi ha dos lleis, una que fa relació als corrents i una altra que relaciona les tensions.

La primera llei de Kirchhoff o llei dels corrents estableix que, en un nus d'un circuit, la suma dels corrents que entren és igual a la suma dels corrents que ixen.

La segona llei de Kirchhoff o llei de les tensions estableix que en una malla o circuit tancat, la suma algebraica de la diferència de potencial aplicada és igual a la suma de les caigudes de tensió en tots els elements passius.

## 1.4. Anàlisi de circuits pels mètodes de malles i nusos

Aquests dos mètodes es basen en les anteriors lleis i s'utilitzen per determinar els corrents i tensions d'un circuit.

El mètode de les malles calcula els corrents de les malles d'un circuit. La manera de procedir es la següent: es trien les malles del circuit i s'aplica la llei de tensions de Kirchhoff, d'on resulten tantes equacions com malles. Es resol el sistema d'equacions i es troben els corrents.

En el mètode dels nusos les variables que cal determinar són les tensions de les branques.

El procediment per a aquest mètode és el següent: s'estableix un nus com a nus de referència. Aquest nus es pren per a referenciar la tensió de qualsevol punt del circuit respecte a ell. Normalment sempre es considera la tensió en aquest nus com zero volts.

Llevat del nus referència, s'aplica la llei dels corrents de Kirchhoff en tots el nusos, plantejant les equacions corresponents. El nombre d'equacions és igual al nombre de nusos menys 1. Es resol el sistema d'equacions i es determinen les tensions.

## 1.5. Equivalència de circuits. Teoremes de Thévenin i Norton

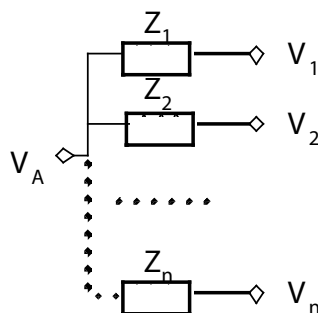
Aquests dos teoremes determinen uns circuits equivalents per tal de facilitar l'anàlisi de circuits.

El Teorema de Thévenin estableix que qualsevol circuit amb generadors i resistències, amb terminals d'eixida A i B, equival a un generador de tensió  $V_{TH}$  en sèrie, amb una resistència  $R_{TH}$ , on  $V_{TH}$  és la tensió que hi ha entre A i B en circuit obert i  $R_{TH}$  és el valor de la resistència equivalent entre A i B.

Per la seua banda el Teorema de Norton estableix que un circuit amb generadors i resistències que disposa de dos terminals d'eixida A i B, és equivalent a un generador de corrent  $I_N$  connectat en paral·lel amb una resistència  $R_N$ .  $I_N$  és el corrent que circula entre A i B en curtcircuit i  $R_N$  és el valor de la resistència equivalent entre A i B.

## 1.6. Teorema de Millman

Per a calcular la tensió d'un determinat punt d'un circuit es pot aplicar el teorema de Millman. L'equació del teorema és la següent:



$$V_A = \frac{\frac{V_1}{Z_1} + \frac{V_2}{Z_2} + \dots + \frac{V_n}{Z_n}}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \dots + \frac{1}{Z_n}}$$

On  $Z_1, Z_2, \dots, Z_n$  és la impedància de cada branca connectada al punt del qual es vol calcular la seua tensió.

# Tema 2.

## Semiconductors.

### El díode d'unió

És un element amb infinitat d'aplicacions en els circuits electrònics. Per ser un element unidireccional s'utilitza per garantir que el corrent elèctric només segueix un determinat camí en el circuit. Tanmateix, impedeix el pas de corrent en determinades circumstàncies. Amb aquestes premisses les possibilitats d'utilització es tornen amplíssimes.

Amb aquest tema es volen oferir els fonaments de la tecnologia dels semiconductors, així com els principis del díode d'unió i del díode zener. Finalment es veuran les seues aplicacions més importants, com ara els circuits retalladors d'ona i els circuits rectificadors.

## 2.1. Classificació de materials per la seua conductivitat

Els àtoms dels elements estan formats per un nucli central, el qual conté càrregues positives com protons i neutrons, i envoltant el nucli, diverses capes que contenen càrregues negatives, representades per electrons. Cadascuna de les capes pot arribar a contenir  $2n^2$  electrons, on  $n$  representa el nombre de la capa.

Perquè un àtom es considere com àtom estable, s'han de donar dues condicions. D'una banda, la capa més exterior ha d'estar completada per tots els electrons que li corresponga, i d'altra banda aquesta capa ha de tindre equilibrada la càrrega elèctrica respecte al nucli. Si la capa exterior no està completada amb tots els seus electrons o no està equilibrada la càrrega elèctrica respecte al nucli, aleshores rep el nom d'àtom actiu.

S'anomenen electrons de valència els electrons que pertanyen a la capa exterior, els quals poden combinar-se químicament o elèctrica amb altres àtoms.

Segons la quantitat d'electrons lliures que presenten els àtoms en la seua capa exterior, es pot realitzar una classificació dels tipus de materials. D'una banda els materials anomenats conductors disposen d'un núvol d'electrons lliures, que poden moure's en presència d'un camp elèctric, donant lloc a un corrent elèctric, així que presenten una resistència elèctrica molt baixa. D'altra banda els materials anomenats aïllants no tenen electrons lliures i, per tant, els electrons no es mouen encara que hi haja un camp extern. En conseqüència presenten una resistència molt alta al pas de corrent. Finalment els anomenats materials semiconductors tenen una conducció menor que un conductor i major que un aïllant. Aquesta conducció depèn del nombre d'electrons lliures que tinga el material.

## 2.2. Descripció i característiques dels semiconductors

Com s'ha indicat anteriorment, els materials semiconductors poden comportar-se com en materials aïllants i com en materials conductors; això atorga a aquests materials la característica per a modificar la seua capacitat de conduir el corrent elèctric, capacitat que és funció de la temperatura a la qual es troba el material.



El silici i el germani són dos materials semiconductors que tenen quatre electrons en la seua capa exterior, així que un àtom d'aquests elements pot combinar-se amb quatre àtoms iguals, compartint un parell d'electrons cadascun, formant enllaços covalents. En la figura 2.1 es pot veure una associació d'àtoms de silici que forma una estructura cristal·lina, on s'ha eliminat una dimensió per tal de representar-se correctament.

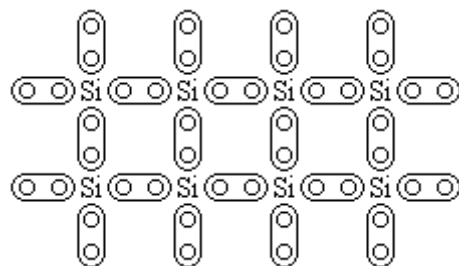


Figura 2.1

Una estructura cristal·lina de Si o Ge s'anomena semiconductor intrínsec. El semiconductor intrínsec és estable, no té  $e^-$  lliures. Encara que se li aplique un camp elèctric no circula corrent, aleshores no és conductor.

Si s'augmenta la temperatura, els enllaços covalents poden arribar a trencar-se, quedant electrons lliures que poden arribar a moure's degut a l'efecte d'un camp elèctric aplicat. Baix aquestes condicions el semiconductor es torna conductor.

Hi ha una altra forma de transformar el semiconductor intrínsec en conductor, afegint uns determinats elements anomenats impureses. Açò es coneix com a semiconductor dopat o semiconductor extrínsec. Segons el tipus d'element que s'introdueix, es classifiquen en impureses donadores i impureses acceptores. Les donadores són àtoms amb cinc electrons en la seua capa exterior, com ara l'arsènic, el fòsfor o l'antimoni, que també es coneixen com a àtoms pentavalents. Les acceptores són àtoms amb tres electrons en la seua capa exterior, com ara l'alumini, l'indi o el gal·li, anomenats també àtoms trivalents.

### 2.2.1. Semiconductor tipus N

Està format per una estructura cristal·lina de silici on s'introdueixen impureses donadores, és a dir, àtoms pentavalents. L'àtom donador es queda amb un electró lliure capaç de moure's sota l'acció d'un camp elèctric. L'electró lliure té un moviment de sentit contrari al camp elèctric aplicat i, gràcies a aquest moviment, té lloc la circulació de corrent elèctric.

En aquest tipus de semiconductor la conducció es deguda al moviment dels electrons, per la qual cosa s'anomenen portadors de càrrega negativa, i el semiconductor rep el nom de semiconductor tipus N perquè predominen els portadors de càrrega negativa.

L'àtom pentavalent queda ionitzat positivament, ja que perd un electró.

### 2.2.2. Semiconductor tipus P

Està format per una estructura cristal·lina de silici on s'introdueixen impureses acceptores, és a dir, àtoms trivalents. Aquests àtoms presenten un enllaç covalent incomplet que ve representat per un forat, el qual realitza una atracció molt forta als electrons dels enllaços veïns. En el moment que algun electró té prou energia per a trencar l'enllaç on es troba, passa a omplir el forat esmentat. L'electró, abans de moure's, ha trencat l'enllaç covalent on es trobava i ha generat un nou forat. Aquest nou forat també exerceix una atracció molt forta als electrons veïns i torna a repetir-se tot el procés.

En aquest tipus de semiconductor la conducció es deguda als forats que es generen, per això s'anomenen portadors de càrrega positiva. El semiconductor rep el nom de semiconductor tipus P perquè predominen els portadors de càrrega positiva.

L'àtom trivalent queda ionitzat negativament, ja que guanya un electró.

### 2.3. La unió PN

Una vegada vistes les característiques dels dos tipus de semiconductors, s'han d'analitzar les característiques i el comportament d'una unió d'aquests dos tipus de semiconductor. Per tant, es prepara un cristall amb dues parts, una part formada per semiconductor tipus P i l'altra part per semiconductor tipus N. Com s'ha analitzat en l'anterior apartat, el semiconductor tipus P està dopat amb impureses acceptores que generen forats per a emplenar, produint-se així una ionització negativa dels àtoms de les impureses acceptores, mentre que el semiconductor tipus N està dopat amb impureses donadores que ofereixen electrons lliures que es poden moure, fent que es produïska una ionització positiva dels àtoms de les impureses donadores. La figura 2.2 mostra la disposició dels semiconductors en el cristall preparat.

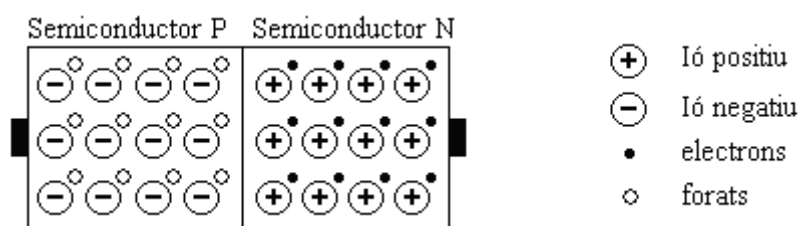


Figura 2.2

Els electrons de la zona N que es troben més prop de la zona d'unió sofreixen atracció pels forats de la zona P que es troben més prop de la zona d'unió i arriben a emplenar els forats esmentats, generant-se un corrent de difusió molt menut. Com a conseqüència es produeix un desequilibri de càrregues que repel·leix a, la resta d'electrons de la zona N i que provoca un corrent d'arrossegament que tendeix a anul·lar el corrent de difusió que s'havia generat.

En la zona prop de la unió on els electrons han pogut emplenar els forats, no queden electrons lliures, ni forats per a emplenar. Aquesta zona s'anomena zona de depleció i conté una tensió de barrera que els electrons han de superar per tal de poder passar a emplenar forats. La figura 2.3 mostra aquesta zona i la barrera de tensió esmentada.

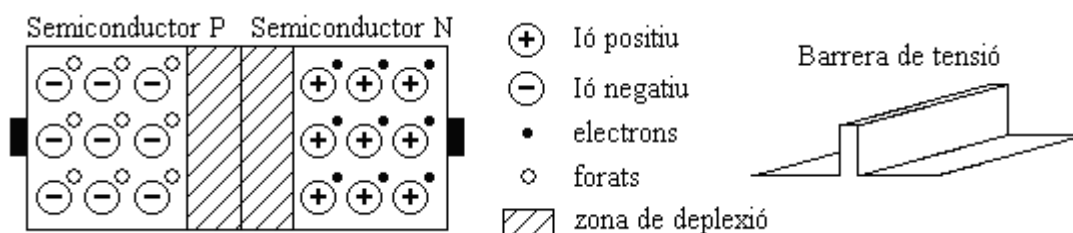


Figura 2.3

En la situació descrita els electrons de la zona N necessiten una aportació d'energia per a poder superar la barrera de tensió i passar la zona de depleció i emplenar els forats de la zona P. Aquesta energia se'ls pot transmetre mitjançant l'ús d'una font de tensió externa que polaritza la unió.

Utilitzant una polarització directa de la unió, es connecta el pol positiu de la font al semiconductor P i el pol negatiu al semiconductor N, amb la qual cosa els electrons de la zona N sofreixen repulsió del pol negatiu i es desplacen cap a la zona de la unió. Els forats de la zona P també tenen el mateix fenomen de repulsió però del pol positiu, desplaçant-se cap a la zona de la unió. Segons el valor de la tensió de polarització, l'acció de repulsió serà major o menor. Per a una tensió adequada, la zona de depleció disminueix molt i la tensió de barrera també, amb la qual cosa la majoria d'electrons passen a recombinar-se amb els forats, produint-se d'aquesta manera un gran corrent de difusió. La polarització directa equival a una baixa resistència. En la figura 2.4 es veu el resultat de polaritzar directament una unió PN.

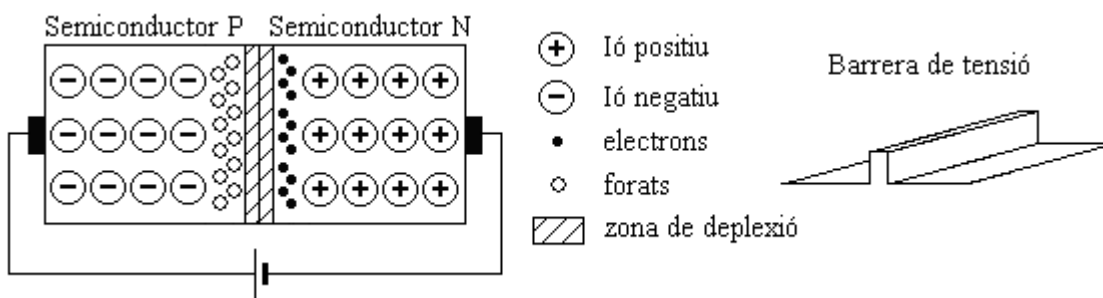


Figura 2.4

Si la polarització de la unió és inversa, es connecta el pol positiu de la font al semiconductor N i el pol negatiu al semiconductor P, amb la qual cosa els electrons de la zona N sofreixen atracció pel pol positiu i es desplacen cap a les proximitats d'aquest pol positiu. Els forats de la zona P són atrets pel pol negatiu, situant-se als voltants d'aquest pol.

La zona de depleció i la tensió de barrera augmenten molt, depenent directament del potencial de polarització. Amb aquesta situació és impossible que els electrons arriben a recombinar-se amb els forats i, per tant, no hi ha circulació de corrent. En la figura 2.5 es veu el resultat de polaritzar inversament una unió PN.

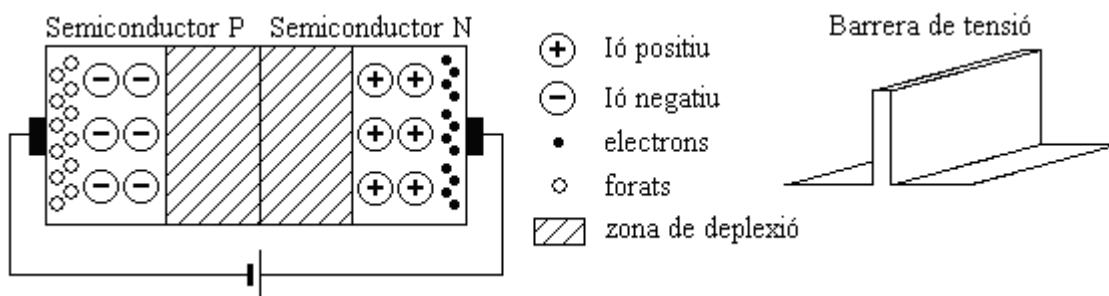


Figura 2.5

La polarització inversa equival a una resistència elevada.

## 2.4. Díode d'uníó

El díode d'uníó és un dispositiu format internament per una unió PN, amb dos terminals de connexió, un terminal anomenat ànode que es disposa en la zona P i un altre terminal anomenat càtode que es disposa en la zona N.

Polaritzant el díode en directe amb una font de tensió variable, el pol positiu connectat a l'ànode i el pol negatiu connectat al càtode, es comença a augmentar a poc a poc el valor de la tensió de polarització. Quan s'arriba a un valor determinat anomenat tensió umbral o tensió de conducció, el díode deixa passar el corrent elèctric en sentit ànode-càtode.

Polaritzant-se inversament, connectant el pol negatiu a l'ànode i el pol positiu al càtode, el díode ofereix una elevada resistència al pas del corrent elèctric i amb conseqüència no hi ha circulació de corrent elèctric.

És per tant un element unidireccional, sols condueix en un sentit. El símbol electrònic del díode es mostra en la figura 2.6.

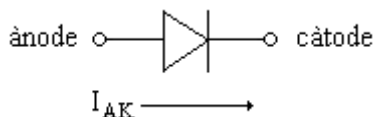


Figura 2.6

En la corba característica de la figura 2.7 es descriu el funcionament per a les dos formes de polarització explicades en l'anterior paràgraf.

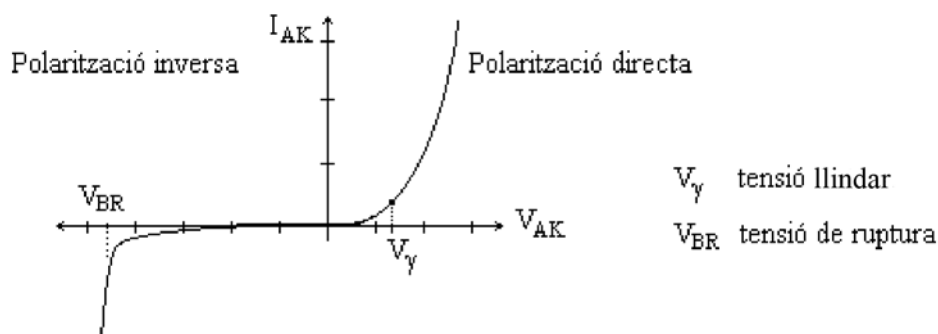


Figura 2.7

Cal destacar que el valor de la tensió llindar varia d'un díode a un altre i que s'ha de consultar el valor en la documentació del fabricant. No obstant, per al silici es sol utilitzar el valor aproximadament de 0,7 volts, mentre que per al germani el valor és aproximadament de 0,3 volts. La tensió de ruptura és la tensió de polarització inversa que pot suportar el díode abans de destruir-se la unió.

Per tal de simplificar l'anàlisi i l'ús del díode s'ha realitzat una modelització ideal que consisteix en considerar el díode com un interruptor. Quan el díode està polaritzat en directe es substitueix per un interruptor tancat, mentre que quan polaritza en invers es substitueix per un interruptor obert. La corba característica pel díode ideal es mostra en la figura 2.8.

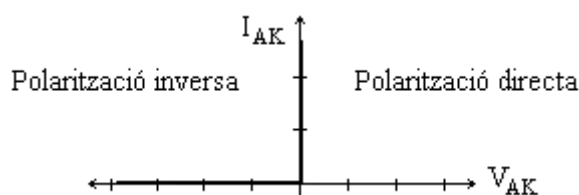


Figura 2.8

## 2.5. El díode zener

El díode zener és un díode que en polarització directa es comporta igual que un díode normal i que en polarització inversa pot treballar en la zona de ruptura, permetent el pas del corrent.

Cal destacar com a característica particular que quan es troba polaritzat en la zona de ruptura (en aquest díode s'anomena zona zener), manté constant entre els seus terminals una tensió. Aquesta tensió constant rep el nom de tensió de zener. Quan el zener es troba en esta situació es diu que es troba en allau.

Cal tindre en compte que si es polaritza inversament però sense situar-se en la zona zener, es comporta com un interruptor obert sense deixar passar el corrent.

El díode zener és un element bidireccional, que pot conduir en dos sentits, i que polaritzat en la zona zener, fixa una tensió constant entre els seus terminals.

En la figura 2.9 es mostra el símbol electrònic, i la seua corba característica on s'observa la zona zener.

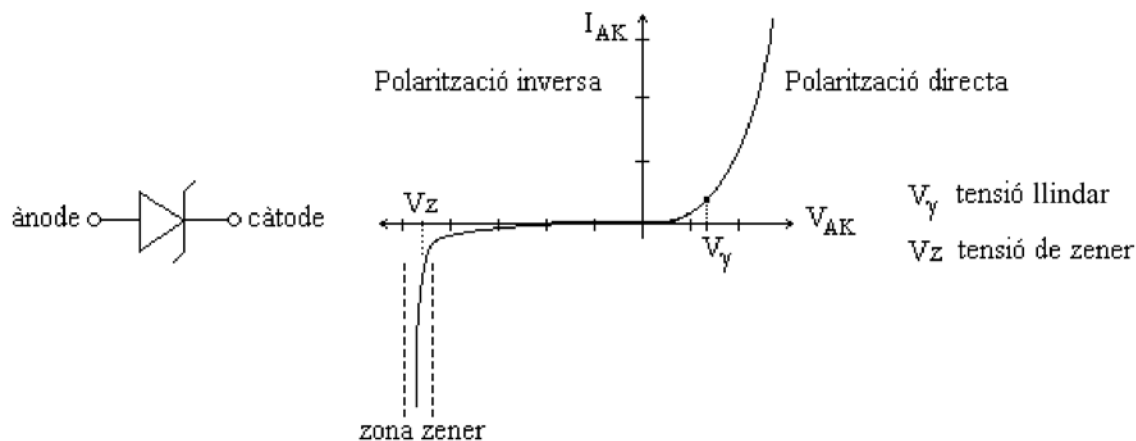


Figura 2.9

Com es pot veure en la figura, perquè el zener estiga en allau, el corrent que ha de passar per ell en sentit càtode-ànode ha d'estar comprès entre un mínim i un màxim:

$$I_{Z,\min} < I_Z < I_{Z,\max}$$

El valor màxim es pot calcular a partir de la potència màxima que és capaç de dissipar el zener, dada que proporciona el fabricant.

$$I_{Z,\max} = \frac{P_{Z,\max}}{V_Z}$$

Respecte a la intensitat mínima  $I_{Z,\min}$ , si no la proporciona el fabricant es pot considerar un 10% de la màxima.

L'aplicació més utilitzada del díode zener és com a fixador o estabilitzador de tensió, figura 2.10. Per la seua característica s'usa per lliurar a una càrrega una tensió fixa i constant. També s'utilitza per fixar tensions en determinades zones d'un circuit.

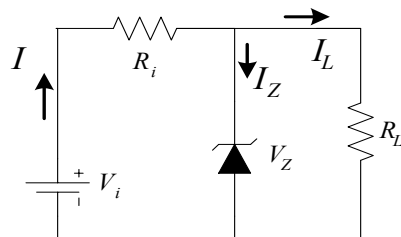


Figura 2.10

En el circuit de la figura, sempre que el zener es mantinga en allau, la tensió en la càrrega serà constant i igual a la tensió zener.

## 2.6. Principals aplicacions del díode

A causa del comportament unidireccional que presenta el díode, una de les principals aplicacions en l'electrònica és com a element rectificador de senyals. Un circuit rectificador és un circuit que converteix un senyal amb forma d'ona de tipus alterna aplicat a l'entrada en un altre senyal de tipus continu, deixant passar uns determinats semicicles del senyal i bloquejant els altres semicicles.

El circuit rectificador més bàsic és el rectificador de mitja ona, figura 2.11. Està format per un díode que, polaritzat directament, permet el pas del corrent, i polaritzat inversament no condueix. El resultat d'aquest funcionament ofereix una forma d'ona d'eixida on sols hi ha un tipus de semicicles.

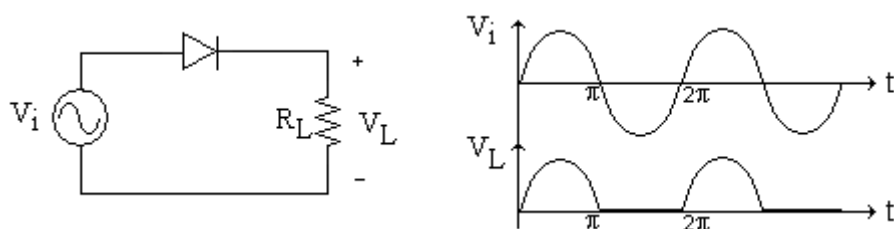


Figura 2.11

Un altre circuit rectificador més complet que l'anterior és el rectificador de doble ona o d'ona completa, que ofereix un senyal d'eixida amb tots els cicles en una sola direcció. En el rectificador de mitja ona, en l'eixida es perdia part del senyal d'entrada, ja que es bloquejaven els semicicles negatius. En canvi en aquest circuit, en la forma d'eixida no es perd cap semicicle, ja que els negatius es transformen en positius. En la figura 2.12 es mostra el circuit i el senyal que ofereix a l'eixida.

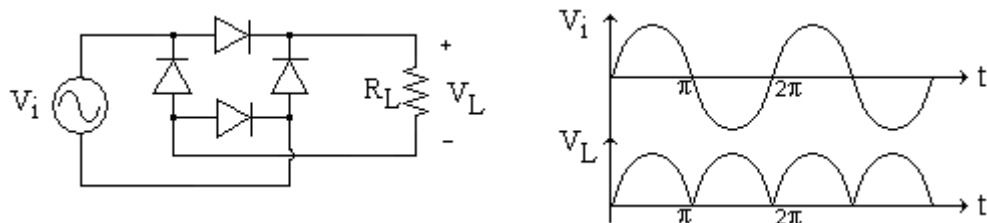


Figura 2.12

Els dos circuits rectificadors ofereixen a l'eixida una forma d'ona polsatòria, que no sembla un senyal continu. Per tal d'aplanar aquestes formes d'ona s'introdueix en el circuit un condensador de filtre en paral·lel amb la resistència de càrrega. En la figura 2.13 es mostra el rectificador d'ona completa amb condensador de filtre i el gràfic de la tensió d'eixida corresponent.

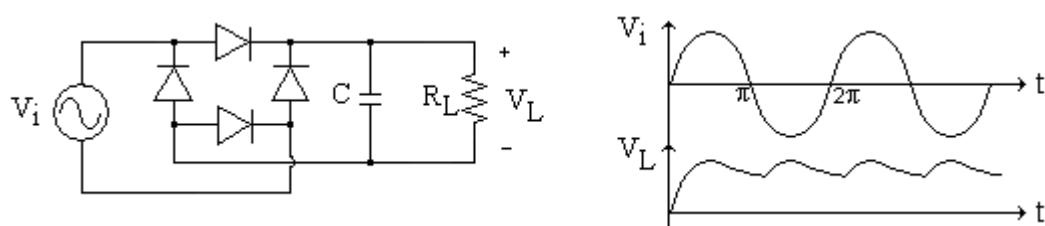


Figura 2.13

Una altra aplicació típica del díode és com a retallador de tensió. És un circuit al qual s'aplica a l'entrada un senyal altern, amb un o dos díodes segons els semicicles que cal retallar. Connectada en sèrie amb el díode, es disposa una font de tensió contínua. El valor d'aquesta font de tensió contínua és el que determina el retall del senyal d'entrada. En la figura 2.14 es mostra un circuit retallador per a semicicles positius i negatius.

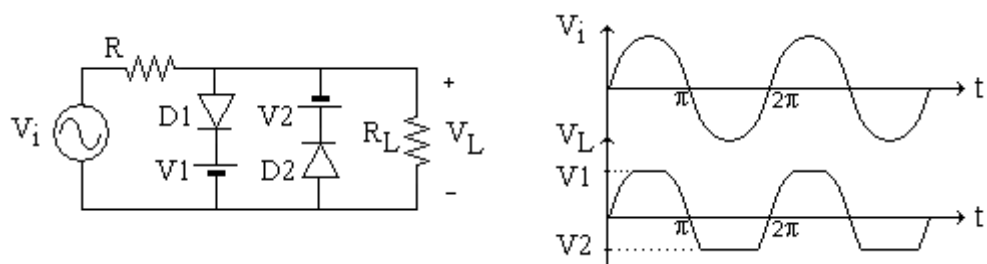


Figura 2.14

En els semicicles positius del senyal d'entrada, el díode \$D2\$ està polaritzat inversament, no condueix. El díode \$D1\$ es troba polaritzat directament quan el senyal d'entrada supera el valor de la font de tensió contínua \$V1\$. En els semicicles negatius, el díode \$D1\$ es troba tallat perquè està polaritzat inversament, mentre que el díode \$D2\$ es polaritza directament quan el senyal d'entrada aplicat a l'ànode supera el valor de la font de tensió contínua \$V2\$ aplicada al càtode.



# Tema 3.

## El transistor bipolar d'unió

Un gran nombre d'aplicacions i circuits electrònics, com són els amplificadors de senyals, els estabilitzadors de tensió, els interruptors o els commutadors electrònics, basen el seu funcionament en el transistor bipolar d'unió, dispositiu molt important dins del món de l'electrònica. Tècnicament es coneix amb el nom de transistor BJT, nom que s'originà de l'anglès *Bipolar Junction Transistor*, i basa tot el seu funcionament en la física dels semiconductors.

L'objectiu d'aquest tema consisteix en aprendre com funciona internament, conèixer les possibles formes de polaritzar el transistor per a poder-lo utilitzar de formes distintes, i finalment conèixer les aplicacions més típiques del transistor BJT.

### 3.1. Descripció i característiques del transistor d'unió

Per comprendre el funcionament del transistor BJT, es farà una anàlisi de la seua estructura interna. En primer lloc cal distingir que és un element semiconductor format per dos unions P-N, amb la qual cosa es determinen tres zones ben diferenciades. Cada zona disposa d'un terminal de connexió per a poder interconnectar el transistors amb la resta de components del circuit. Així doncs, té tres terminals anomenats col·lector, base i emissor.

Segons s'ubiquen les zones de material semiconductor a l'interior del dispositiu, es distingeix el transistor amb estructura PNP i el transistor amb estructura NPN, dues configuracions similars però amb les polaritats i sentits dels corrents elèctrics contraris. En la configuració d'estructura PNP, la zona del col·lector està formada per un material semiconductor tipus P, la zona de la base és un material semiconductor tipus N i l'emissor és també un semiconductor tipus P. En l'estructura NPN, el col·lector és un semiconductor tipus N, la base està formada per un semiconductor tipus P i l'emissor és un semiconductor tipus N. Per les explicacions de funcionament que es detallen, s'utilitzarà l'estructura NPN.

El transistor BJT no és un element simètric, perquè cada zona té unes dimensions i unes quantitats diferents d'impureses, és a dir, segons la zona, el dopatge és més o menys intens. A l'emissor hi ha més quantitat d'electrons lliures que forats a la base i, a més a més, la base té una superfície molt menuda. En la figura 3.1 es poden observar aquestes consideracions.

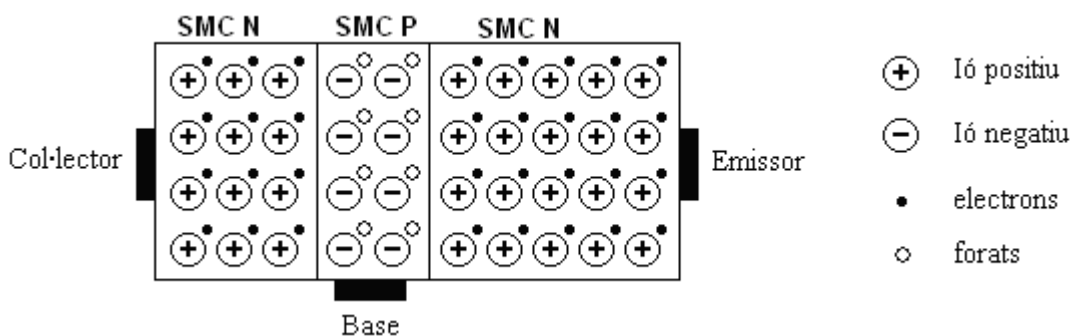


Figura 3.1

El principi de funcionament és el següent: si es polaritza directament la unió base-emissor ( $V_B > V_E$ ), hi ha circulació dels electrons lliures de l'emissor a la base, però com hi ha més electrons a l'emissor que forats a la base (perquè la quantitat de dopatge és diferent i perquè la base físicament és molt estreta), tenim com a resultat que a la base no poden arribar a recombinar-se tots els electrons, per la qual cosa queden electrons lliures. Si es polaritza inversament la unió base-col·lector ( $V_C > V_B$ ), com el col·lector està unit al positiu de la font d'alimentació, els electrons lliures que hi ha a la base pateixen atracció de càrregues elèctriques i passen a la zona del col·lector. En la figura 3.2 es veu clarament el moviment que tenen els electrons,

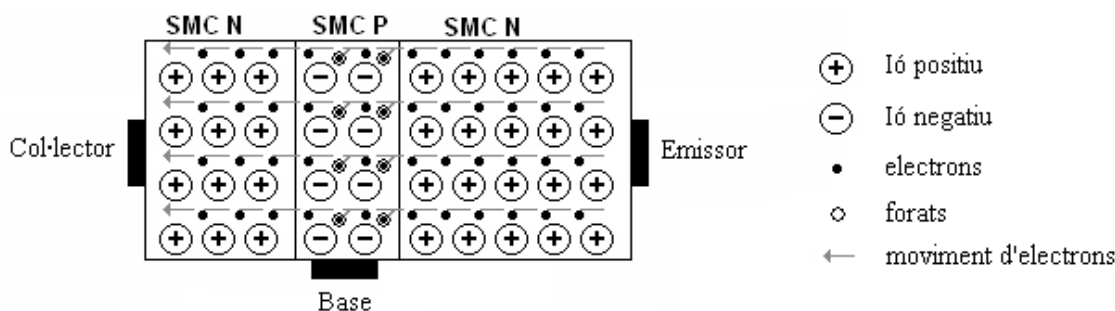


Figura 3.2

Uns pocs electrons que ixen de l'emissor es queden a la base recombinant-se amb els buits; la majoria d'ells passen al col·lector. Cal tindre en compte que el sentit del corrent elèctric sempre és contrari al sentit de desplaçament dels electrons. Per tant, el corrent col·lector-emissor és major que el corrent que hi ha entre base-emissor. Es defineix el guany de corrent com la relació entre aquests corrents, i s'expressa:

$$\beta = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

on  $I_C$  és el corrent de col·lector i  $I_B$  és el corrent de base.

Com a característiques remarcables del transistor BJT, l'emissor és qui emet els portadors de càrrega (electrons en l'estructura NPN i forats en l'estructura PNP), la base és l'element que controla la circulació dels portadors i el col·lector té com a tasca captar els portadors de càrrega emesos per l'emissor. Així doncs, a l'interior del transistor, el moviment dels portadors de càrrega sempre és des de l'emissor fins al col·lector.

El símbol electrònic per al transistor BJT es mostra en la figura 3.3, on es detalla per a les dues possibles estructures NPN i PNP.

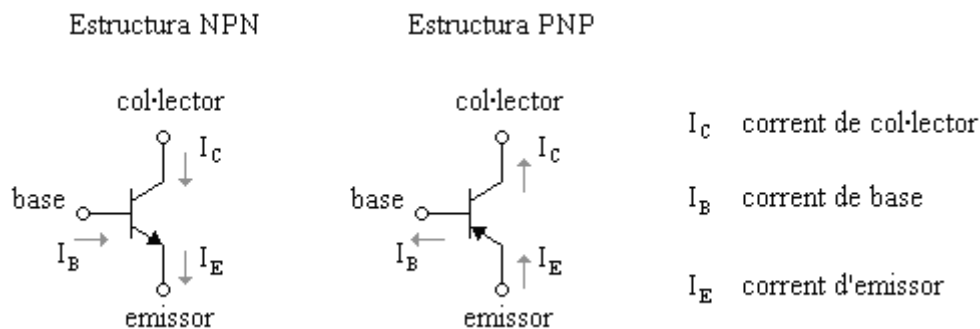


Figura 3.3

En les dues estructures es compleix que el corrent que entra al transistor és idèntic al corrent que ix d'ell, per tant, la suma del corrent de col·lector més el corrent de base és igual al corrent d'emissor, establint-se la següent equació:

$$I_E = I_C + I_B$$

## 3.2. Polarització de transistors

El concepte de *polaritzar un transistor* significa aplicar-li una tensió d'alimentació de tipus continu que li permet situar-se en el punt de funcionament o punt de treball requerit. Aquest punt de funcionament, que també rep el nom de punt de treball o punt de repòs, es determina per la tensió col·lector-emissor en repòs ( $V_{CEQ}$ ) i pel corrent de col·lector en repòs ( $I_{CQ}$ ).

El punt de funcionament està sotmès a variacions considerables provocades per l'efecte de la temperatura, que poden fer que el punt de funcionament deixi la zona de treball adequada i passe a una altra zona de treball no desitjada. Entre la varietat de paràmetres susceptibles a les variacions de temperatura cal distingir d'una banda la tensió base-emissor, la qual disminueix amb l'augment de la temperatura, i d'altra banda el corrent invers de saturació  $I_{CBO}$  que s'origina a causa dels portadors minoritaris, el qual és d'un valor insignificant, quasi sempre despreciable, però que augmenta amb la temperatura, de manera que cal tenir-lo en compte, ja que pot influir en el corrent de col·lector; d'això resulta l'equació:

$$I_C = \beta \cdot I_B + (\beta + 1) \cdot I_{CBO}$$

D'altra banda, el guany de corrent  $\beta$  (o  $h_{FE}$ ) també pot variar amb la temperatura.

Per tant, cal dissenyar circuits per a polaritzar els transistors de manera que les variacions dels paràmetres esmentats afecten en el menor grau possible al punt de funcionament. Aquests circuits es basen en fonts de tensió contínua i xarxes de resistències.

Segons la disposició d'aquests elements tindrem diferents tipus de polarització: fixa, fixa amb resistència d'emissor, base-col·lector, base-col·lector amb resistència d'emissor i autopolarització.

### 3.2.1. Circuit de polarització fixa

Està format només per la font d'alimentació, la resistència de col·lector i la resistència de base, conformant un circuit molt senzill, com s'observa en la figura 3.4.

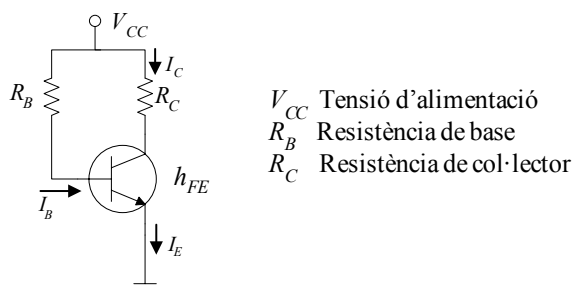


Figura 3.4

A continuació s'analitzarà el circuit per estudiar la variabilitat del punt de funcionament. Les equacions són:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \rightarrow I_C = h_{FE} \cdot I_B = h_{FE} \cdot \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot h_{FE}$$

Per tant el punt de funcionament és inestable, ja que tant  $I_C$  com  $V_{CE}$  poden variar amb variacions de  $V_{BE}$  i  $h_{FE}$ .

### 3.2.2. Circuit de polarització fixa amb resistència d'emissor

És una variació de l'anterior circuit de polarització. Com a millora introdueix la resistència d'emissor, la qual ofereix un poc més d'estabilitat al punt de treball. En la figura 3.5 es veu com queda el circuit amb l'esmentada resistència.

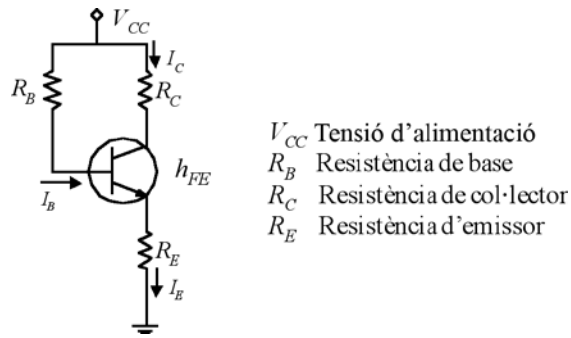


Figura 3.5

Les equacions d'aquest circuit són:

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &= I_B \cdot R_B + V_{BE} + I_E \cdot R_E \\
 V_{CC} &= I_C \cdot R_C + V_{CE} + I_E \cdot R_E \\
 I_B &= \frac{I_C}{h_{FE}} \\
 I_E &= I_C + I_B \rightarrow I_E = I_C + \frac{I_C}{h_{FE}} = I_C \cdot \left( \frac{h_{FE} + 1}{h_{FE}} \right) = I_C \cdot \alpha
 \end{aligned}$$

Substituint la tercera i quarta equació en la primera s'obté:

$$V_{CC} = \frac{I_C}{h_{FE}} \cdot R_B + V_{BE} + I_C \cdot \alpha \cdot R_E$$

Aïllant  $I_C$ :

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{h_{FE}} + \frac{h_{FE} + 1}{h_{FE}} \cdot R_E} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + R_E (h_{FE} + 1)} \cdot h_{FE}$$

Si  $h_{FE} \gg 1$  i se seleccionen les resistències de manera que  $R_E (h_{FE} + 1) \gg R_B$ , queda:

$$I_C \approx \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E (h_{FE} + 1)} \cdot h_{FE} \rightarrow I_C \approx \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E}$$

Com es pot observar,  $I_C$  és més estable que en circuit de l'apartat anterior, ja que és independent de  $h_{FE}$ . En aquest cas només variarà amb variacions de  $V_{BE}$ .

Falta calcular  $V_{CE}$ . De la segona equació:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C - I_E \cdot R_E$$

Substituint en aquesta la quarta equació:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C - I_C \cdot \frac{h_{FE} + 1}{h_{FE}} \cdot R_E$$

Si  $h_{FE} \gg 1$  aleshores  $\frac{h_{FE} + 1}{h_{FE}} \approx 1$ , per tant:

$$V_{CE} \approx V_{CC} - I_C \cdot R_C - I_C \cdot R_E$$

Com que  $I_C$  només varia amb  $V_{BE}$ ,  $V_{CE}$  que depèn d' $I_C$  també variarà únicament amb variacions de  $V_{BE}$ .

### 3.2.3. Circuit de polarització base-col·lector

És un altre tipus de circuit que millora un poc més l'estabilitat del punt de funcionament. La figura 3.6 il·lustra com cal connectar tots els components. Per tal de garantir un bon funcionament d'aquest circuit, la resistència de col·lector ha de ser de gran valor, mentre que la resistència de base es triarà d'un valor baix.

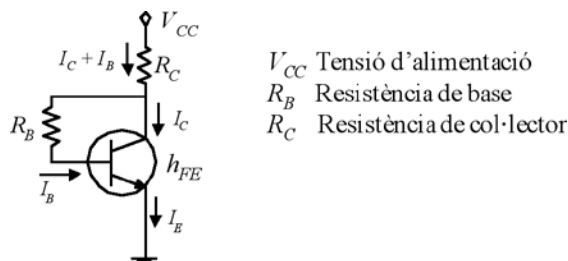


Figura 3.6

Les equacions d'aquest circuit són:

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}}$$

$$I_B = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{R_B} \rightarrow V_{CE} = V_{BE} + \frac{I_C}{h_{FE}} \cdot R_B$$

$$I_C + I_B = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C \left( 1 + \frac{1}{h_{FE}} + \frac{R_B}{R_C \cdot h_{FE}} \right)} \approx \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + \frac{R_B}{h_{FE}}}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C \left( 1 + \frac{1}{h_{FE}} \right)$$

Si  $R_B \ll h_{FE} \cdot R_C$  i  $h_{FE} \gg 1$  el punt de funcionament és bastant immune a variacions de  $h_{FE}$ .

### 3.2.4. Circuit de polarització d'emissor

Aquesta forma de polaritzar el transistor es caracteritza per tindre una resistència entre el emissor i massa. La figura 3.7 descriu com queda el circuit.

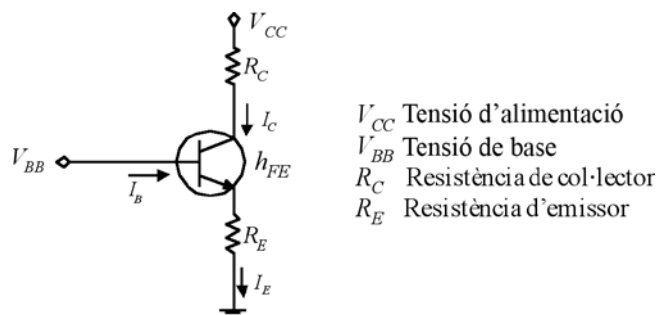


Figura 3.7

Les equacions són:

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} = I_C \cdot \frac{1 + h_{FE}}{h_{FE}}$$

D'aquesta equació s'obté  $I_C$ :

$$I_C = \frac{h_{FE} (V_{BB} - V_{BE})}{R_E (1 + h_{FE})}$$

Si  $h_{FE} \gg 1$ :

$$I_C \approx \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E}$$



La tensió  $V_{CE}$  es pot obtenir ara com:

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C - R_E I_E$$

### 3.2.5. Circuit d'autopolarització

El circuit de polarització més utilitzat per a garantir un punt de funcionament estable és l'anomenat circuit d'autopolarització, també conegut com circuit de polarització amb divisor resistiu. L'avantatge respecte del circuit anterior és que no es requereix una font de tensió per a la base ( $V_{BB}$ ). La figura 3.8 descriu el tipus de circuit que s'utilitza. En aquesta configuració, mitjançant el divisor resistiu format per  $R_1$  i  $R_2$ , s'introdueix la tensió en la base del transistor. En el divisor resistiu, normalment la resistència  $R_1$  es tria d'un valor molt elevat mentre que  $R_2$  sol ser d'un valor més menut.

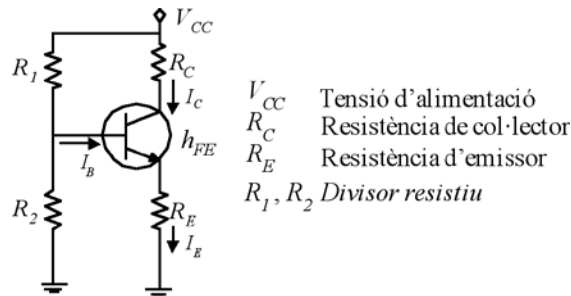
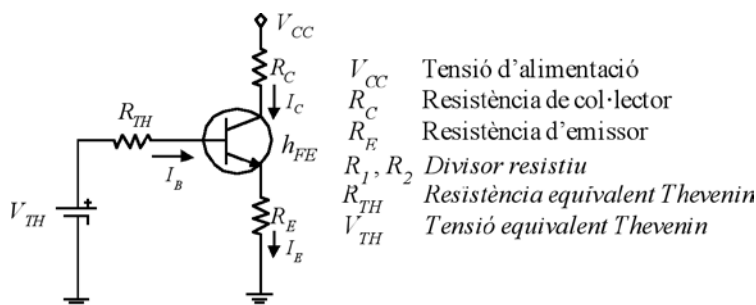


Figura 3.8

Per a la resolució d'aquest circuit, es pot utilitzar el model equivalent de Thevenin, la qual cosa facilita l'anàlisi del circuit. En la figura 3.9 s'il·lustra com queda el circuit aplicant l'esmentat model equivalent, així com les fórmules que cal utilitzar.



$$R_{TH} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}$$

Figura 3.9

El càlcul del punt de funcionament es pot fer amb l'equivalent:

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B$$

$$I_C = \frac{h_{FE}}{1+h_{FE}} \cdot I_E$$

$$V_{TH} = I_B \cdot R_B + V_{BE} + I_E \cdot R_E$$

Substituint la primera i la segona equació en la tercera i aïllant  $I_C$ :

$$I_C = \frac{\frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E(1+h_{FE})} + \frac{R_B}{h_{FE}}}{\frac{R_E(1+h_{FE})}{h_{FE}} + \frac{R_B}{h_{FE}}}$$

Si  $h_{FE} \gg 1$ :

$$I_C \approx \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{h_{FE}}}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - \left( R_C + \frac{1+h_{FE}}{h_{FE}} R_E \right) \cdot I_C$$

El punt de funcionament serà poc sensible a canvis de  $h_{FE}$  si:

$$R_E \gg \frac{R_B}{h_{FE}}$$

### 3.3. Corbes característiques. Zones de funcionament

#### 3.3.1. Corbes característiques d'entrada i d'eixida

En electrònica analògica s'utilitza el transistor com un element amplificador. D'un senyal aplicat a l'entrada del circuit s'obté el senyal amplificat a l'eixida. Segons com s'apliquen l'entrada i l'eixida, hi ha tres possibles configuracions, que es descriuen en la figura 3.10.

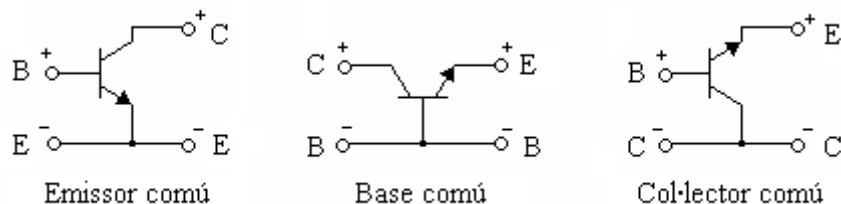


Figura 3.10

En l'apartat que tracta el transistor com a amplificador (3.4) es veuen totes les configuracions, analitzant les particularitats de cadascuna.

Les corbes característiques són unes representacions gràfiques que representen la relació entre els paràmetres tensió i corrent. Per aquestes representacions s'utilitza la configuració de connexió en emissor comú, per tant, segons siguin els paràmetres d'entrada o d'eixida, hi ha dos possibles representacions gràfiques.

La corba característica d'entrada relaciona les variables d'entrada, és a dir, relaciona la tensió base-emissor  $V_{BE}$ , amb el corrent de base  $I_B$  per a un determinat valor de tensió de col·lector-emissor  $V_{CE}$ . En la figura 3.11 es poden veure corbes distintes per a diferents valors de tensió col·lector-emissor.

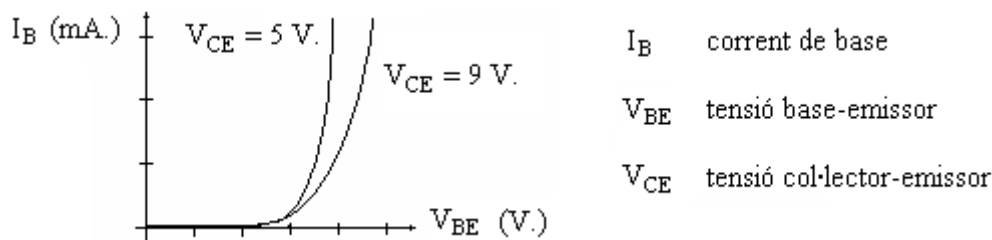


Figura 3.11

La corba característica d'eixida relaciona les variables corresponents a l'eixida, per tant, relaciona la tensió col·lector-emissor  $V_{CE}$  amb el corrent de col·lector  $I_C$ , per a un determinat valor de corrent de base  $I_B$ . La figura 3.12 detalla diferents corbes, per a diversos valors de corrent de base  $I_B$ .

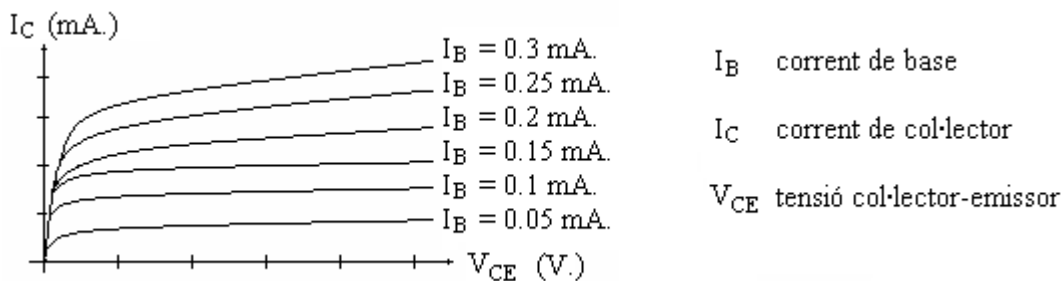


Figura 3.12

### 3.3.2. Zones de funcionament

Amb la corba característica d'eixida es poden descriure les zones de treball que té el transistor. En la figura 3.13 es poden veure aquestes tres zones de funcionament. La zona activa, la zona de tall i la zona de saturació.

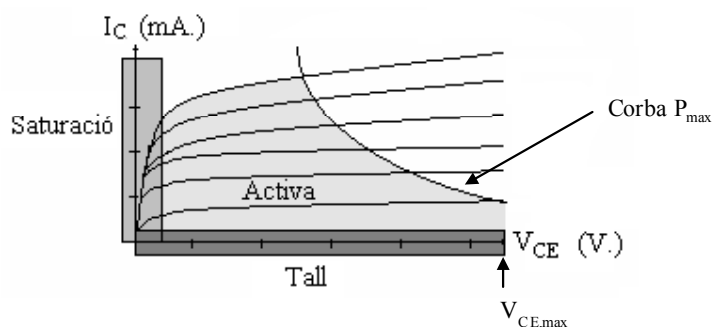


Figura 3.13

En la zona activa es compleix la relació entre el corrent de base i el corrent de col·lector,  $I_C = \beta \cdot I_B$ . Tanmateix la caiguda de tensió entre la base i l'emissor es manté constant al valor de 0,7 volts. Així, aquesta zona està representada mitjançant un model en què entre la base i l'emissor es disposa una font de tensió contínua de valor 0,7 volts, i entre el col·lector i l'emissor apareix una font de corrent de valor  $\beta \cdot I_B$ .

La zona de saturació està determinada per la tensió col·lector-emissor. Quan aquesta tensió iguale o baixi per davall del valor 0,2 volts, el transistor es considerarà saturat. El model que representa aquesta zona està determinat per una font de tensió contínua de valor 0,7 volts entre la base i l'emissor, amb una altra font de tensió contínua de valor 0,2 volts entre el col·lector i l'emissor.

La zona de tall indica que el transistor es troba tallat i no hi ha cap circulació de corrent elèctric. El model que equival a aquesta situació es representa mitjançant dos interruptors oberts, un entre la base i l'emissor i l'altre entre el col·lector i l'emissor ( $I_B=0$ ).

### 3.4. Funcionament com a amplificador

En el tema 2 es va veure que el fet de polaritzar directament una unió pn equival a tindre una baixa resistència en la zona física de la unió (la regió de depleció disminueix) i, per contra, polaritzar indirectament una unió pn és equivalent a tindre una alta resistència en la zona esmentada (la regió de depleció augmenta). D'altra banda, tenint en compte la llei de la potència  $P = I^2 \cdot R$ , es dedueix que per a un corrent establert, la potència és major en la unió pn polaritzada indirectament. Així, preparant un cristall amb 2 unions pn (una polaritzada directament i l'altra

polaritzada indirectament), si s'introdueix un senyal en la primera unió, s'extraurà de la segona amb un augment de potència. Aquest és l'efecte transistor, paraula resultant de la suma dels termes *transfer* ('transferència') més *resistor* ('resistència'), i que significa la transferència d'un senyal aplicat a un circuit de baixa resistència a un altre d'alta resistència.

L'aplicació més important del transistor es l'amplificació de senyals. Conforme es detalla en la figura 3.10 (apartat 3.3.1), els senyals d'entrada i d'eixida del circuit amplificador es poden connectar de tres possibles formes. Aquestes formes donen lloc a les configuracions d'emissor comú, base comú i col·lector comú.

Circuit amplificador en emissor comú.

El senyal d'entrada s'aplica a la base i l'eixida s'obté mitjançant el col·lector, mentre que l'emissor és el comú dels dos circuits. Com a característiques d'aquest tipus d'amplificador cal destacar: presenta baixa impedància d'entrada mentre que la impedància d'eixida és elevada. Els senyals d'entrada i d'eixida estan desfasats 180 graus, és a dir, estan invertits. Té elevats guanys de tensió i de corrent, cosa que fa que siga el més utilitzat per amplificadors de freqüències mitjanes i baixes. En canvi, en alta freqüència no presenta un bon comportament.

Circuit amplificador en base comú.

En aquest circuit el senyal d'entrada s'aplica a l'emissor, l'eixida s'obté del col·lector i el comú és la base. El guany de tensió és elevat, mentre que el guany de corrent és inferior a la unitat. Presenta impedància d'entrada molt baixa i valors molts elevats d'impedància d'eixida. Els senyals d'entrada i d'eixida estan en fase. La principal aplicació d'aquest amplificador és com a amplificador d'alta freqüència.

Circuit amplificador en col·lector comú.

El senyal d'entrada s'aplica a la base del transistor, l'eixida s'obté de l'emissor, mentre que el col·lector és el comú dels circuits. Característiques que cal destacar d'aquest tipus d'amplificador: presenta impedància d'entrada molt elevada mentre que el valor de la impedància d'eixida és baix. El guany de corrent és elevat, però el guany de tensió és inferior a la unitat. No presenta desfasament entre els senyals d'entrada i d'eixida. S'utilitza com a adaptador d'impedàncies.

### 3.5. Funcionament en commutació

Un altre mètode de funcionament del transistor és utilitzar-lo perquè treballi en la zona de tall i després en la zona de saturació. Com es va veure a l'apartat corresponent a les zones de funcionament (3.3.2), en la zona de tall no hi ha cap circulació de corrent elèctric i, per tant, el transistor es modelitza mitjançant dos interruptors

oberts. Tanmateix, la zona de saturació es modelitza amb dos fonts de tensió contínua de diferents valors, 0,2 volts per a la font del circuit d'eixida. Com el valor de la font d'eixida és pràcticament zero, es pot substituir per un interruptor tancat.

Per tant, el funcionament en tall i després en saturació, equival a tindre un interruptor obert i després tancat (commutant). Aquest model de funcionament s'utilitza sempre que es desitge que el transistor realitze les funcions d'interruptor, commutant entre tall i saturació, no conducció i conducció.

Com a aplicacions típiques d'aquest tipus de funcionament: implementant l'interruptor que determina el cicle de treball en les fonts d'alimentació commutades. Però sense dubte, la principal aplicació es troba en els circuits electrònics digitals. En aquests circuits els senyals només poden tindre dos valors: valor lògic alt (valor alt de tensió) i valor lògic baix (valor quasi zero de tensió). Aquest funcionament s'implementa quan el transistor treballa en commutació.

## Tema 4.

# El transistor d'efecte de camp

El transistor d'efecte de camp és un altre dispositiu electrònic amb una estructura interna formada per materials semiconductors. Igual que el transistor d'unió, ambdós són elements molt utilitzats en electrònica, hi tenem com a aplicacions més importants els circuits amplificadors i els circuits digitals. La diferència més important respecte als altres transistors resideix en la forma de realitzar-ne el control. Mentre els transistors d'unió són dispositius que es controlen mitjançant corrent, els transistors d'efecte de camp són dispositius que es controlen mitjançant tensió.

L'objectiu d'aquest tema és assolir els coneixements bàsics de l'estructura i funcionament del transistor d'efecte de camp, estudiar els diversos tipus de transistors que hi ha, i comprendre les millores i els inconvenients respecte als transistors d'unió.

## 4.1. Descripció i característiques del transistor FET

Es tracta d'un element format amb materials semiconductors, amb una part central d'un tipus de material semiconductor anomenada canal. En la meitat del canal es disposen dos regions d'un altre tipus de material semiconductor.

Per tal d'analitzar-ne el funcionament cal establir dues consideracions inicials. D'una banda, el corrent es determina pel moviment d'un sol tipus de portadors de càrrega, sense que es produïsquen recombinacions. Gràcies a aquesta característica s'anomenen transistors unipolars. D'altra banda, el corrent pot modificar-se mitjançant un camp elèctric aplicat en sentit transversal al desplaçament dels portadors de càrrega. Aquest camp elèctric es genera a partir d'una tensió de control.

Disposa de tres terminals de connexió: un terminal anomenat drenador (de l'anglès *drain*), un altre terminal anomenat font o sortidor (de l'anglès *source*), i finalment un altre terminal anomenat porta (de l'anglès *gate*). El canal discorre entre el drenador i la font, i només pel canal és per on va a circular el corrent en els JFET. Les dos regions que es disposen en la meitat del canal s'uneixen al terminal de porta. Aquest terminal és l'encarregat de controlar el corrent de portadors de càrrega. Recordant les consideracions inicials, a partir d'una tensió de control es genera un camp elèctric que pot modificar el corrent. Aquesta tensió de control és la tensió de porta.

En funció dels tipus de semiconductors que s'utilitzen en el canal i en les altres dos regions, hi ha dos tipus de configuracions: la configuració amb estructura de canal N i la configuració amb estructura de canal P. En la figura 4.1 es detallen les dues configuracions esmentades.



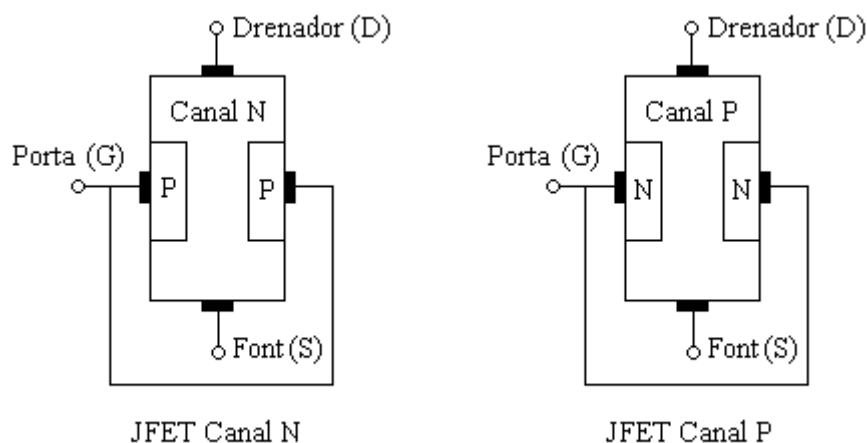


Figura 4.1

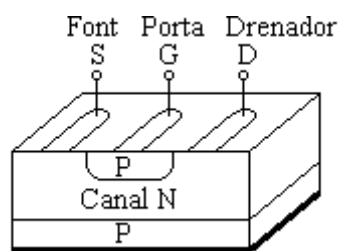


Figura 4.2

Els símbols electrònics dels dos tipus de transistor d'efecte de camp, es mostren en la figura 4.3:

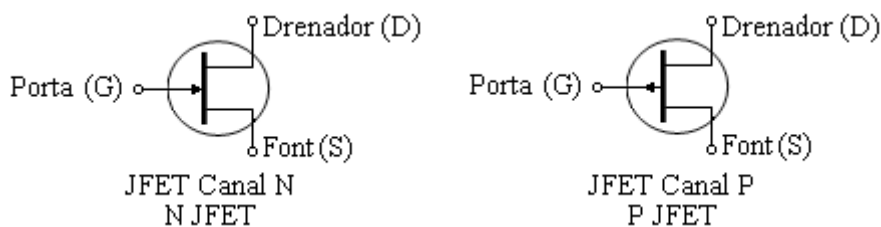


Figura 4.3

El funcionament d'aquest transistor ve determinat per les dues consideracions inicials, i en l'anàlisi es distingiran tres fases de funcionament ben diferenciades. Per les explicacions, s'utilitzarà l'estructura de canal N i un circuit de polarització amb fonts de tensió variables, com es pot veure en la figura 4.4.

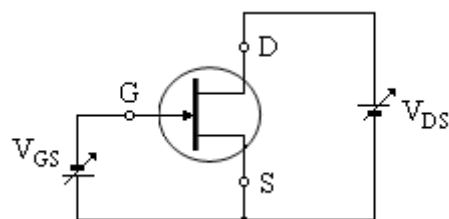


Figura 4.4

En la primera fase de funcionament que cal analitzar es comença fixant en 0 volts la font de tensió  $V_{GS}$  i variant a poc a poc la font de tensió  $V_{DS}$ . En les proximitats de la unió PN hi ha una zona de depleció; l'amplària d'aquesta depèn del potencial de polarització. Si la unió es polaritza directament, la zona de depleció quasi desapareix. Per contra, si es polaritza indirectament, la zona de depleció augmenta en funció dels valors del potencial de polarització. Si aquests valors són molts baixos, la zona de depleció no creix i el canal té el mateix ample en tot el recorregut, com mostra la figura 4.5.

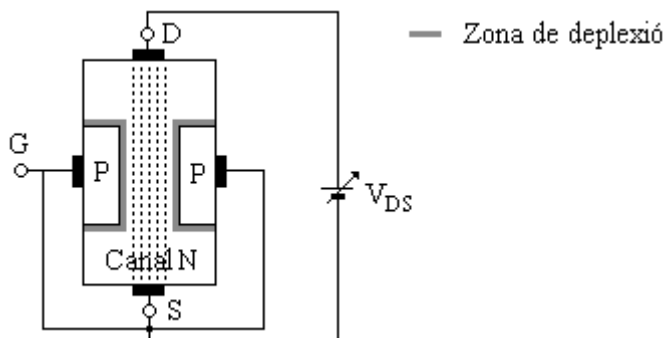


Figura 4.5

La resistència que ofereix el canal és constant a través de tot ell, existeix una relació lineal entre la tensió de polarització aplicada i el corrent. En el gràfic que descriu el comportament del transistor JFET (figura 4.8), la linealitat esmentada correspon a la zona 1.

En una segona fase de funcionament, s'augmentarà a poc a poc la tensió de polarització  $V_{DS}$ . En aquesta circumstància creix la polarització indirecta i, per tant, creix la zona de depleció. Però cal tindre en compte que el potencial del drenador (D) és diferent al de la font (S), per la qual cosa la zona de depleció és diferent al llarg del canal i l'ample del canal és diferent al llarg d'aquest, com es pot observar en la figura 4.6.

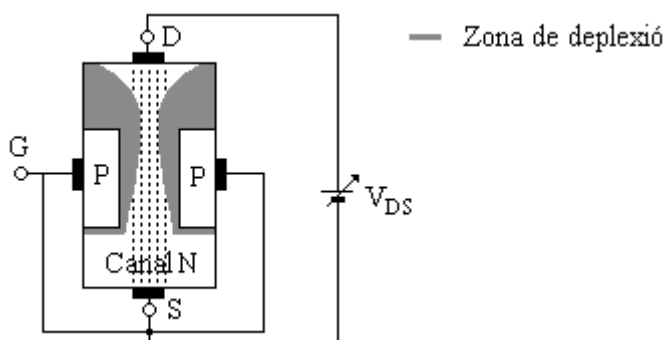


Figura 4.6

La resistència del canal no és constant i, per tant, el corrent no varia linealment amb la tensió de polarització aplicada. Aquesta fase de funcionament correspon a la zona 2 del gràfic de la figura 4.8.

En una tercera fase de funcionament s'augmenta molt la tensió de polarització  $V_{DS}$  aplicada, per la qual cosa en les proximitats del drenador (D) la zona de depleció creix tant que quasi no existeix l'ample del canal. Açò s'anomena estrangulació del canal. En aquesta situació el corrent deixa de créixer i es manté constant al valor que tenia en eixe moment. En la figura 4.7 es pot veure la situació esmentada.

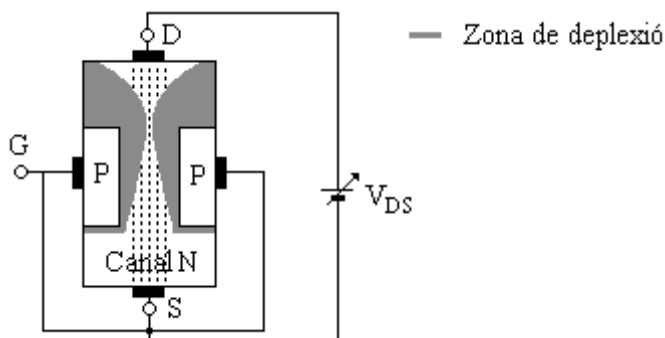


Figura 4.7

La resistència del canal augmenta molt i el corrent que es manté s'anomena corrent de saturació. En aquesta situació el camp elèctric és molt intens en la zona d'estrangulació del canal (un camp elèctric entre dos superfícies depèn, entre altres factors, de la d.d.p. entre les dos superfícies). Aquest camp elèctric intens és qui manté constant el corrent. Aquesta situació correspon a la zona 3 del gràfic de la figura 4.8.

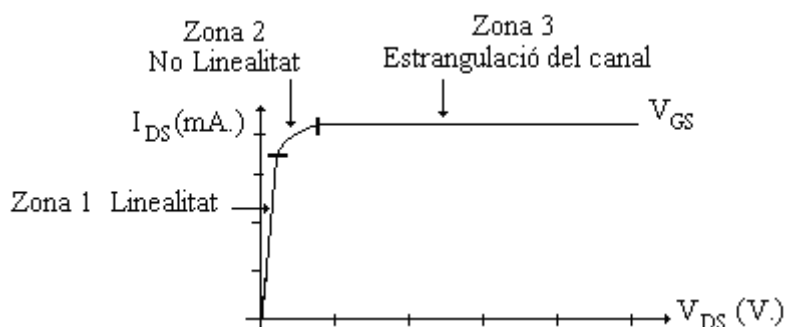


Figura 4.8

Tot el que s'ha analitzat s'ha produït amb un valor nul de la font de tensió  $V_{GS}$ . Però si s'utilitza un valor negatiu en la font de tensió  $V_{GS}$ , entre la porta i la font es polaritza inversament. Tot el procés vist es produirà molt més ràpid.

Cal destacar que si el potencial de polarització  $V_{GS}$  supera un valor màxim de tensió anomenat potencial de bloqueig (Pinchoff Voltage), la zona de depleció cobrirà tot el canal, i no hi haurà amplària per què circule corrent. En aquest moment el JFET es troba tallat.

## 4.2. Corbes característiques del transistor JFET.

### Diferents regions de funcionament

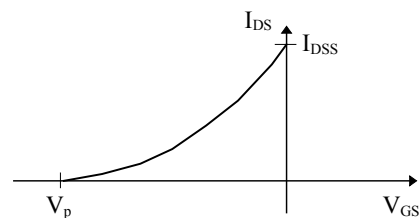
Hi ha unes corbes que descriuen el funcionament del transistor JFET. Aquestes corbes es determinen mitjançant la tensió de polarització que existeix entre el drenador i la font, juntament amb el corrent que travessa el transistor des del drenador cap a la font, per a diferents valors de tensions de polarització entre la porta i la font.

En l'anterior apartat s'ha vist detalladament el funcionament del JFET. Aquest funcionament determina tres regions de treball ben diferenciades.

Per a una tensió de polarització  $V_{GS}$  determinada i per a una tensió de polarització baixa entre drenador i font, hi ha una relació de tipus lineal entre la tensió de polarització que s'aplica i el corrent que s'estableix. En aquesta situació, el transistor es comporta com una resistència. Aquest comportament es produeix en la regió anomenada òhmica o lineal.

Si s'augmenta més el valor de polarització entre el drenador i la font,  $V_{DS}$ , l'amplària del canal disminueix progressivament al llarg d'aquest. En aquestes circumstàncies, la resistència del canal no és constant i el corrent no varia linealment amb la tensió de polarització aplicada.

Si el valor de la tensió de polarització  $V_{DS}$  augmenta molt, hi ha una reducció de l'amplària del canal, i es produeix una estrangulació d'aquest. El corrent que hi havia en aquell instant es manté constant gràcies al camp elèctric generat per la polarització porta-font,  $V_{GS}$ , i rep el nom de corrent de saturació, que s'expressa mitjançant l'equació:



$$I_{DS} = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$$

on  $I_{DSS}$  correspon al corrent drenador font en saturació i  $V_p$  és el potencial de bloqueig (Pinchoff Voltage). Aquesta situació correspon a la regió de saturació o activa. En el JFET aquesta regió és l'adequada per a treballar com a transistors.

Com s'ha explicat en l'anterior apartat, si s'augmenta el potencial de polarització  $V_{GS}$  tant que es supera el potencial de bloqueig (*Pinchoff Voltage*) del transistor, la zona de depleció plenarà tot el canal, i no hi haurà amplària efectiva perquè tinga

lloc la circulació de corrent. En aquestes condicions el transistor JFET es troba en la regió de tall.

La figura 4.9 mostra totes les regions de funcionament del transistor JFET.

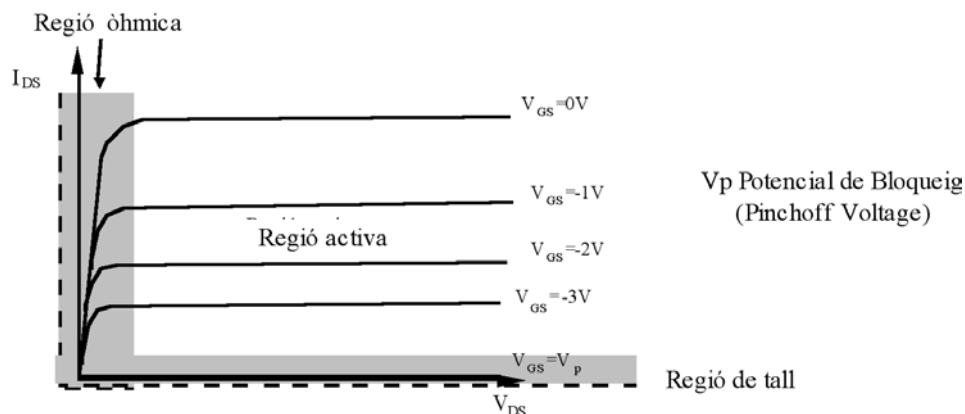


Figura 4.9

### 4.3. Transistors MOSFET

Existeix un altre tipus de transistors d'efecte de camp en el qual s'ha substituït la unió PN que hi havia en la porta per una placa metàl·lica. Aquesta placa s'aïlla per la part inferior amb una capa d'òxid de silici que actua com a dielèctric. D'aquesta estructura es genera el nom d'aquests transistors *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*. Dins d'aquest tipus de transistor, es pot realitzar una nova classificació. D'una banda trobem els MOSFET de depleció i d'altra els MOSFET d'acumulació.

#### 4.3.1. MOSFET de depleció

Són transistors que presenten l'estructura MOSFET esmentada anteriorment, a la qual se li afegeix un canal semiconductor tipus N entre el substrat semiconductor tipus P i la capa d'òxid de silici. En la figura 4.10 es descriu com queda disposada tota aquesta estructura.

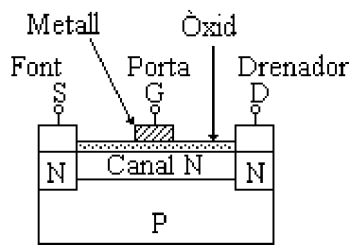


Figura 4.10

Quan s'aplica una tensió de polarització positiva entre drenador i font, es produeix moviment dels electrons lliures del semiconductor tipus N, els quals pateixen fenòmens de repulsió pel pol negatiu aplicat al terminal font i fenòmens d'atracció pel pol positiu del terminal drenador; així que s'estableix el corrent des del drenador cap a la font,  $I_{DS}$ . Amb la tensió de polarització entre porta i font  $V_{GS}$  es controla el corrent  $I_{DS}$ , de manera que si el valor d'aquesta polarització és positiu, els electrons pateixen atracció pel pol positiu del terminal porta i augmenten l'amplària efectiva del canal i el valor del corrent. Per contra, si el valor de l'esmentada polarització és negatiu, el valor del corrent disminueix. Cal destacar que si la tensió de polarització arriba a la tensió de bloqueig, el canal es talla, el corrent s'anul·la i el transistor deixa de conduir.

En aquests transistors, les tensions de polarització porta-font poden ser negatives i també positives. Tanmateix, el valor de la tensió de bloqueig és negatiu.

Els símbols electrònics d'aquests transistors es mostren en la figura 4.11.

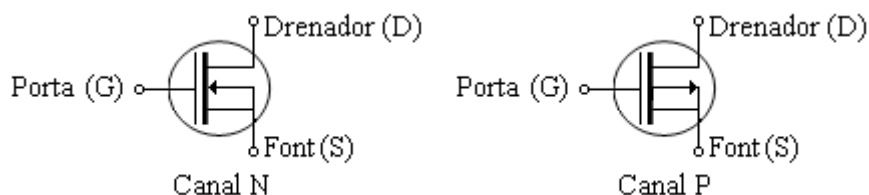


Figura 4.11

Les corbes són molt similars a les del JFET, però es prolonguen per a  $V_{GS}$  positives:

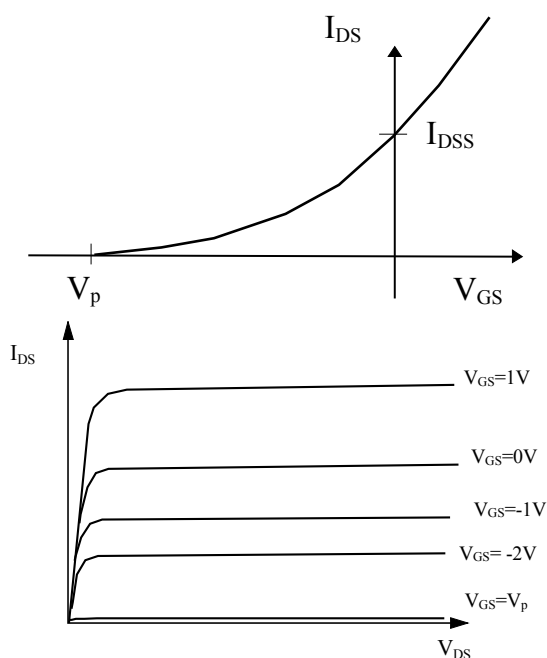


Figura 4.12

### 4.3.2. MOSFET d'acumulació

Aquest MOSFET té una estructura similar a l'anterior però amb la característica que no disposa de canal. En la figura 4.13 es descriu l'estructura d'aquest tipus de transistor.

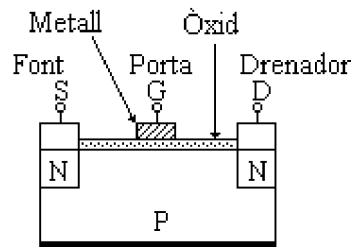


Figura 4.13

A diferència de l'anterior tipus de transistor analitzat, en aquest transistor si no s'aplica tensió de polarització entre el terminal de porta i el terminal de font, no hi ha circulació de corrent entre el terminal de drenador i el terminal de font. Si s'aplica una tensió de polarització positiva entre el terminal de porta i el terminal de font, el pol positiu genera atracció elèctrica als electrons del semiconductor tipus N dels terminals drenador i font, de forma que abandonen la zona de material tipus N per a passar a la zona de material semiconductor tipus P, dirigint-se cap al pol positiu que es troba en el terminal de porta. Perquè es produísca aquest fet la tensió que s'aplica entre G i S ha de superar un valor llindar ( $V_T$ ), tal i com es veu a les corbes de la figura 4.15. Conforme s'augmenta el potencial de polarització, els electrons pateixen una major atracció pel pol positiu, fins que s'estableix un canal fictici entre drenador i font per on es produeix el moviment dels electrons i s'estableix el corrent des del drenador cap a la font,  $I_{DS}$ .

En aquests transistors, les tensions de polarització porta-font i el valor de la tensió de bloqueig només poden tindre valor positiu.

En la figura 4.14 es mostren el símbols electrònics d'aquest tipus de transistor.

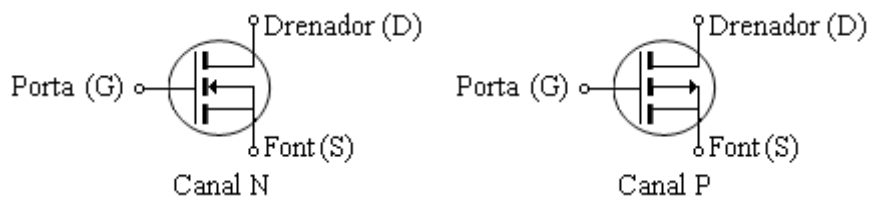


Figura 4.14

Les corbes són:

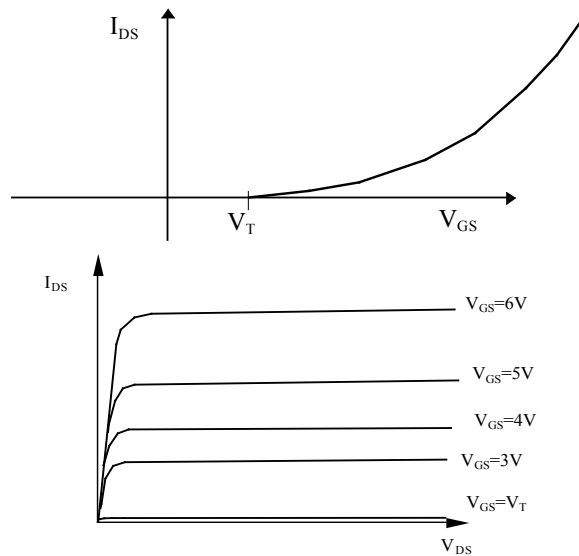


Figura 4.15

## 4.4. Comparació JFET enfront de BJT

La característica principal que diferencia els dos dispositius es centra en la forma de realitzar el control del transistor. Mentre que el transistor BJT està controlat mitjançant corrent, el transistor JFET està controlat amb tensió. En aquest dispositiu el corrent que el travessa des del terminal drenador fins al terminal de font o sortidor depèn de l'amplària efectiva del canal, la qual depèn al mateix temps de la tensió de polarització porta-font. Per la seua banda, en el BJT, el corrent que travessa tot el dispositiu, des del terminal de col·lector fins al terminal d'emissor, depèn del corrent de polarització de la base.

En les regions actives de cadascun dels dispositius s'observen diferències. D'una banda, en el JFET l'equació que relaciona el corrent generat amb la tensió de control no és una equació lineal, mentre que en el transistor BJT l'equació que estableix la relació entre el corrent de polarització i el corrent generat que travessa tot el transistor és una equació lineal. Per això els transistors BJT són més lineals que els transistors JFET. D'altra banda, en els gràfics de les corbes característiques de funcionament, el transistor BJT presenta certa pendent mentre que al transistor JFET el gràfic es manté constant, recordant que en aquesta regió el corrent es manté constant al valor de corrent de saturació.



Altres diferències que convé tindre en compte estan relacionades amb el funcionament en commutació. En aquesta forma de treball el transistor  $JFET$  és molt més ràpid, ja que cal recordar que el corrent és causat només pel moviment de portadors de càrrega, mentre que en el transistor  $BJT$  el corrent es produïa per la recombinació dels electrons en els forats. Aquest procés de recombinació porta associat un determinat temps, i per tant el temps en la commutació és major.

En la zona de saturació, el transistor  $BJT$  té una tensió de saturació menor que la corresponent a la zona òhmica del transistor  $JFET$ . Però el  $BJT$  presenta un comportament no lineal en aquesta zona, mentre que el  $JFET$  en eixa zona presenta un comportament lineal, ja que es comporta com una resistència.

# Tema 5.

## Elements d'electrònica de potència

En els temes anteriors s'ha descrit el funcionament de diferents elements electrònics i les seues principals aplicacions en circuits de baixa potència. L'objectiu d'aquesta unitat didàctica és conèixer uns nous elements electrònics capaços de treballar amb potències molt elevades. Són els anomenats rectificadors controlats. Es pretén que l'alumne conega cada dispositiu i els paràmetres de funcionament principals, per tal que adquirisca els coneixements suficients que li permeten interpretar les corbes característiques de funcionament d'aquests dispositius i siga capaç de triar quin element és el més adient en una aplicació d'electrònica de potència.

## 5.1. El díode Schockley. Descripció i funcionament

Aquest element és un díode especial. Té dos terminals anomenats igual que els d'un díode normal, és a dir, ànode i càtode, però té una estructura interna de quatre capes de materials semiconductors com descriu la figura 5.1. En la figura 5.2 es veu el símbol electrònic d'aquest dispositiu.

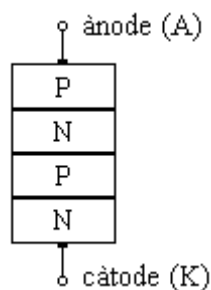


Figura 5.1

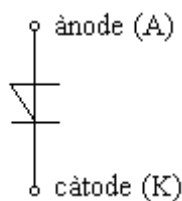


Figura 5.2

La corba característica de funcionament del díode Schockley es descriu en la figura 5.3.

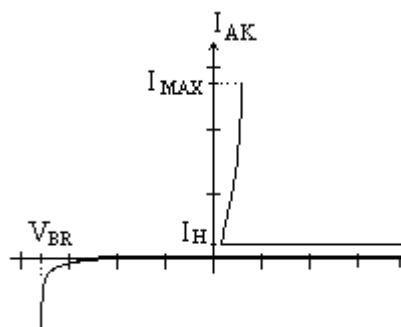


figura 5.3

En polarització directa aquest dispositiu només té dos estats de funcionament: estat de conducció i estat de no conducció o tall. El pas d'un estat a l'altre és molt ràpid, de l'ordre de microsegons. Així doncs, actua com un interruptor, està obert fins que la tensió de polarització entre l'ànode i el càtode  $V_{AK}$  no supere el valor de la tensió de bloqueig  $V_{BO}$ . Quan es supera, canvia el seu estat de funcionament, comportant-se com un interruptor tancat, permetent el pas del corrent elèctric pel seu través (permetent la conducció). Una vegada en conducció, ja no es pot controlar amb la tensió  $V_{AK}$ . Perquè deixi de conduir s'ha de reduir el corrent per baix d'un valor anomenat corrent de manteniment  $I_H$ , amb la qual cosa el díode canviarà d'estat de funcionament i tornarà a comportar-se com un interruptor obert, deixant de conduir.

En polarització inversa actua de la mateixa manera que un díode normal: no condueix, es manté sempre tallat. Si s'augmenta molt la tensió inversa de polarització es destruirà el díode.

El díode Schockley és un element controlat per tensió. Amb la tensió de polarització es controla la seua conducció.

## 5.2. El tiristor

### 5.2.1. Descripció i funcionament

El tiristor, també anomenat rectificador controlat de silici (S.C.R.), té tres terminals de connexió anomenats ànode, càtode i porta. Té una estructura interna de quatre capes molt fines de materials semiconductors dopades de distinta manera cadascuna d'elles, que formen una distribució PNPN d'ànode a càtode, com descriu la figura 5.4. Tanmateix, com es veu en la figura 5.5, el símbol electrònic del tiristor és com el d'un díode normal al qual s'afegeix un tercer terminal.

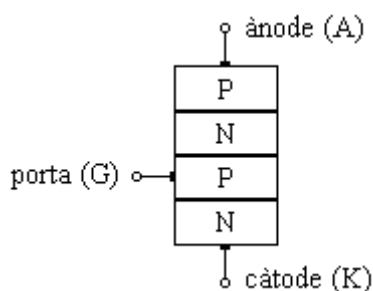


Figura 5.4

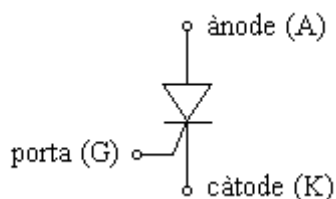


Figura 5.5

Com tots els elements d'aquesta família, el tiristor només funciona en dos estats, un primer estat anomenat conducció, on l'element permet el pas del corrent principal des de l'ànode fins al càtode, i un segon estat anomenat tall o no conducció. El pas des de l'estat de no conducció o tall a l'estat de conducció s'anomena encebament, mentre que el pas des de la conducció al tall rep el nom de bloqueig.

El canvi d'un estat a l'altre es produeix de manera molt ràpida, amb temps de l'ordre de microsegons, diferenciant el temps d'encebament del temps de bloqueig.

Si es polaritza directament el tiristor mitjançant un encebament, es passa a l'estat de conducció, i es comporta com un interruptor tancat; permet el pas del corrent elèctric principal del circuit amb sentit ànode-càtode. Una vegada en conducció, per a bloquejar el pas del corrent i que així deixi de conduir, s'ha de reduir el corrent per baix d'un valor anomenat corrent de manteniment  $I_H$ , amb la qual cosa el tiristor canvia d'estat de funcionament i torna a comportar-se com un interruptor obert, deixant de conduir.

El tiristor és un dispositiu unidireccional, que condueix només en un sentit. En polarització inversa no condueix i es comporta com un interruptor obert. Si s'augmenta molt la tensió inversa de polarització es destruirà el tiristor.

Pel seu funcionament es veu que el tiristor és un element controlat per corrent. Amb el corrent de porta es controla la conducció.

### 5.2.2. Corba característica i paràmetres principals

La corba característica que descriu el funcionament del tiristor es mostra en la figura 5.6.

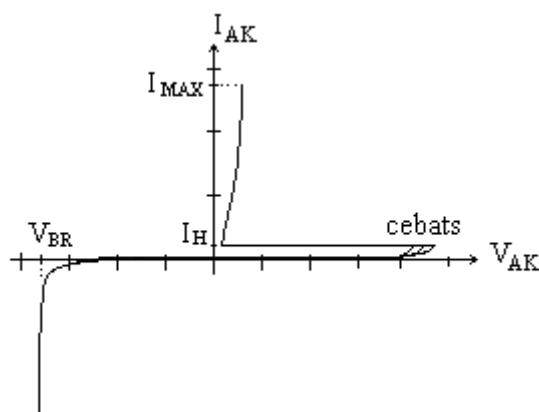


Figura 5.6

$I_L$  és el corrent d'enganxament: valor mínim de corrent que cal subministrar en l'encebament per tal de garantir la conducció del tiristor.

$I_H$  és el corrent de manteniment. Si el tiristor està en conducció i la magnitud del corrent principal que el travessa (en sentit ànode-càtode) baixa per davall del valor del corrent de manteniment, el tiristor canvia d'estat i deixa de conduir.

### 5.2.3. Tipus d'encebament del tiristor

L'encebament per porta és el mètode adequat de realitzar l'encebament del tiristor per tal que entre en conducció. És un mètode controlat i consisteix en introduir un pols de corrent pel terminal anomenat porta. Aquest pols cal que siga d'un valor de corrent molt menut i un temps de durada aproximat d'1  $\mu$ seg. Els valors de tensió i corrent d'encebament cal que estiguen dins d'uns límits permesos pel fabricant per tal d'assegurar l'encebament i no destruir el tiristor. Una vegada estiga el tiristor en conducció, romandrà en aquest estat independent del pols del corrent de porta.

Els següents tipus d'encebament no són mètodes d'encebament, ja que es produeixen d'una manera incontrolada i no desitjada, però cal tenir-los en consideració per tractar d'evitar-los.

Encebament per sobretensió ànode-càtode. En cas que d'un valor molt elevat de tensió  $V_{AK}$  es provoquen fenòmens de ruptura de les unions semiconductores que permeten que el tiristor entre en conducció.

Encebament per augment de la temperatura. El corrent invers de les unions p-n depèn de la temperatura, i té una relació mitjançant la qual s'estableix que l'esmentat corrent es duplica amb un augment de la temperatura de l'ordre de 14° C. Així doncs, aquest corrent pot igualar el valor del paràmetre de corrent d'enganxament i disparar el tiristor.

## 5.3. El diac. Descripció i funcionament

El diac és un dispositiu que funciona com si disposàrem dos díodes shockley (vegeu apartat 5.1) en antiparal·lel. La diferència entre l'esmentat díode shockley i el diac s'estableix en què aquest és un element bidireccional, pot conduir en ambdós sentits, mentre que aquell és un element unidireccional, només pot conduir en un sentit. En la figura 5.7 es veu el símbol electrònic d'aquest dispositiu.

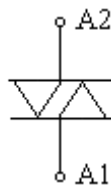


Figura 5.7

Com s'ha indicat, el diac pot arribar a conduir amb tensions de polarització positives i negatives. Per tant, el funcionament serà idèntic en qualsevol tipus de polarització. En la figura 5.8 es descriu la corba característica del seu funcionament.

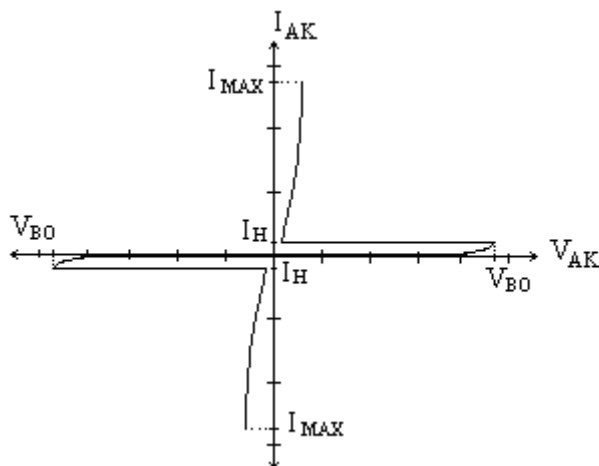


Figura 5.8

Només té dos estats de funcionament: estat de conducció i estat de no conducció o tall. El canvi d'estats és molt ràpid, de l'ordre de microsegons. Així doncs, actua com un interruptor: està obert fins que la tensió de polarització entre els terminals no supere el valor de la tensió de bloqueig  $V_{BO}$ . Quan es supera, canvia el seu estat de funcionament i es comporta com un interruptor tancat, permetent la conducció del corrent elèctric a través d'ell. Una vegada en conducció, ja no es pot controlar amb la tensió de polarització. Perquè deixi de conduir s'ha de reduir el corrent per baix d'un valor anomenat corrent de manteniment  $I_H$ , amb la qual cosa el diac canvia d'estat i tornarà a comportar-se com un interruptor obert, deixant de conduir.

## 5.4. El triac. Descripció i funcionament

Aquest dispositiu funciona com si es disposaren dos tiristors (vegeu apartat 5.2) en antiparal·lel. El triac, a diferència del tiristor, és un element bidireccional: pot conduir el corrent elèctric en ambdós sentits. En aplicacions de tensió alterna aquest dispositiu podrà arribar a conduir en els dos semicicles.

En la figura 5.9 es pot veure el símbol electrònic del triac, on cal destacar els seus terminals MT2 i MT1 anomenats terminals principals respectius 2 i 1. Com es tracta d'un element bidireccional, no es pot marcar un terminal com ànode i l'altre com a càtode, ja que pot conduir en qualsevol tipus de polarització.

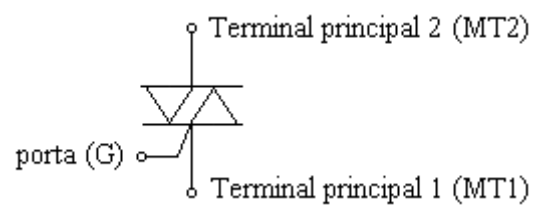


Figura 5.9

El funcionament del triac es idèntic al del tiristor però amb la característica ja esmentada de poder conduir en polarització directa i inversa.



# Tema 6.

## L'amplificador operacional

En el temes anteriors s'han analitzat diferents dispositius de tipus discret, és a dir, es fabriquen encapsulats en unitats independents i funcionen aïllats uns dels altres. Per contra, l'amplificador operacional és un dispositiu de tipus integrat, implementat internament per diversos components com transistors, resistències i condensadors, però amb la característica que tots els components es fabriquen en el mateix bloc de material semiconductor, amb la qual cosa es milloren les prestacions, es redueixen les dimensions i s'eliminen els problemes d'interconnexió del circuit.

L'estudi de l'amplificador operacional és una tasca obligatòria en qualsevol curs d'electrònica, donat que aquest dispositiu s'utilitza en tot circuit que desenvolupi una operació matemàtica i està present en tot tipus de projectes electrònics. Per tant, l'objectiu d'aquest tema consisteix en assolir els coneixements bàsics del funcionament dels amplificadors operacionals, així com els circuits característics més importants.

## 6.1. L'amplificador operacional ideal

### 6.1.1. Característiques

Les característiques de funcionament d'un amplificador operacional presenten un guany de tensió molt elevat, una alta impedància d'entrada i una impedància d'eixida molt baixa. Cal destacar que per l'alimentació de l'operacional s'utilitza tensió simètrica en la majoria d'integrats (tensió positiva i tensió negativa), encara que hi ha altres integrats que utilitzen tensió positiva i zero volts. En la figura 6.1 es descriu el símbol electrònic de l'operacional, mentre que en la figura 6.2 s'aprecien les característiques de funcionament esmentades amb anterioritat.

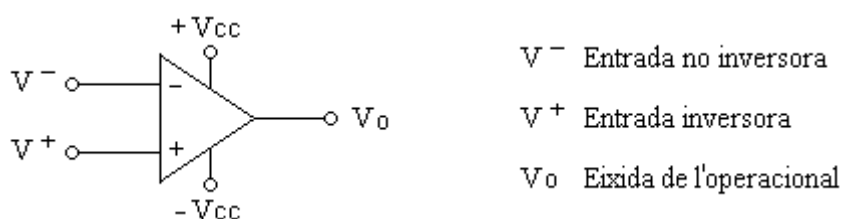


Figura 6.1

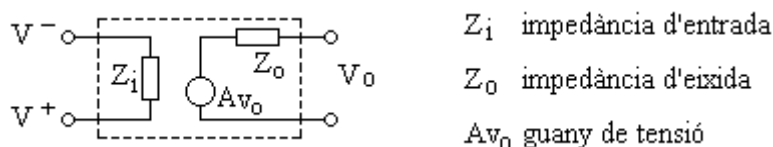


Figura 6.2

Atès que el funcionament real de l'amplificador operacional resulta complicat d'analitzar, en l'estudi dels circuits amb operacionals s'utilitza un model ideal de

funcionament. Aquest model ideal ofereix un circuit amb una impedància d'entrada de valor infinit, una impedància d'eixida de valor zero i un guany de tensió de valor infinit. Per tant, la figura que representa el model ideal és la mostrada en la figura 6.3, on es pot veure que la impedància infinita està representada mitjançant un interruptor obert i la impedància de valor zero correspon a un interruptor tancat.

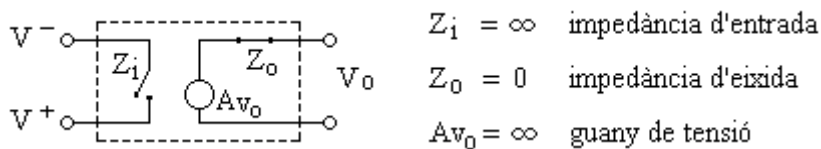


Figura 6.3

Es compleix per a la tensió d'eixida:

$$V_0 = A_{v_0} \cdot (V^+ - V^-)$$

Amb aquesta representació queda justificada una de les grans consideracions en l'anàlisi dels operacionals: els corrents de polarització de les entrades inversora i no inversora són nuls. A l'hora de plantejar les lleis de Kirchhoff en els nusos d'aquestes entrades, no s'han de considerar aquests corrents de polarització.

### 6.1.2. Realimentació

La forma de disposar l'amplificador operacional en un circuit determina fins a tres possibles tipus de funcionament del propi operacional.

En primer lloc, si es disposa de manera que no existeix realimentació del senyal d'eixida vers cap de les dues entrades, l'operacional funciona com un circuit comparador (diferencia els valors de les entrades inversora i no inversora). En funció d'aquesta comparació, es queda l'eixida de l'operacional saturada en valor positiu o negatiu. Si el valor de l'entrada no inversora és superior al valor de l'entrada inversora, l'eixida es satura positivament, mentre que si el valor de l'entrada inversora és superior al valor de l'entrada no inversora, l'eixida es satura negativament. Normalment els fabricants ofereixen el valor d'aquesta tensió de saturació, que també es simètrica i menor que la tensió d'alimentació.

En segon lloc, si es produeix realimentació del senyal d'eixida a l'entrada inversora, s'anomena realimentació negativa. En aquesta manera de funcionament es compleix una altra consideració molt important en l'anàlisi dels operacionals: el valor de l'entrada inversora és igual al valor de l'entrada no inversora:

$$V^+ = V^-$$

Cal destacar que la realimentació negativa atorga a l'operacional major precisió i estabilitat, per això és la manera de funcionament més utilitzada.

Finalment, en tercer lloc, quan la disposició de l'operacional a l'interior del circuit produeix realimentació del senyal d'eixida cap a l'entrada no inversora, rep el nom de realimentació positiva. En aquesta situació el funcionament de l'operacional queda caracteritzat per la seua inestabilitat, i l'eixida va commutant contínuament entre el valor de tensió de saturació positiva i el de tensió de saturació negativa. En realimentació positiva només es compleix la igualtat de tensions en les dues entrades de l'operacional, en el moment de canvi del valor d'eixida. En la resta del temps no es compleix aquesta consideració d'igualtat.

El funcionament sense realimentació presenta una impedància d'entrada menor que el funcionament de l'operacional amb realimentació; tanmateix ofereix una impedància d'eixida major que la que ofereix el funcionament amb realimentació. Únicament el valor del guany de tensió en funcionament sense realimentació és superior al valor del funcionament amb realimentació.

En funció del mode de funcionament utilitzat es pot realitzar una classificació ben diferenciada en les aplicacions en les quals s'utilitzen els operacionals; aplicacions o circuits lineals i aplicacions o circuits no lineals. En els apartats següents s'analitzaran aquests dos grups d'aplicacions i els circuits més característics de cadascun d'ells.

## 6.2. Circuits lineals bàsics

Reben el nom de circuits lineals els circuits que tenen amplificadors operacionals amb realimentació negativa, i a més a més tota la resta de components del circuit presenten un comportament lineal.

### 6.2.1. Amplificador no inversor

La utilització de l'operacional en aquest circuit presenta les característiques de funcionament com a model ideal, una impedància d'entrada infinita i una impedància d'eixida nul·la. També genera un guany de tensió molt elevat de valor:

$$\frac{V_0}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

En la figura 6.4 s'observa el circuit amplificador no inversor.

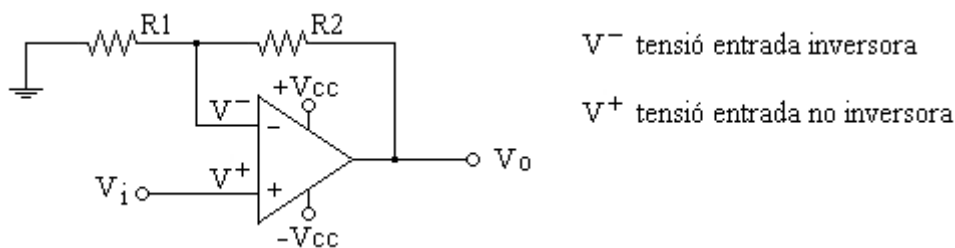


Figura 6.4

Per a calcular l'anterior expressió del guany es plantegen les següents equacions:

$$V^+ = V_i$$

$$V^- = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Aquesta darrera expressió es pot obtenir sabent que  $R_1$  i  $R_2$  formen un divisor de tensió, ja que el corrent d'entrada a l'operacional es pot considerar nul.

Pel fet de tindre realimentació negativa:

$$V^+ = V^- \rightarrow V_i = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

La tensió d'eixida s'amplifica però no canvia el signe de polaritat.

$$V_o = V_i \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

## 6.2.2. Seguidor de tensió

Aquest circuit rep nombroses denominacions, com per exemple circuit separador o circuit seguidor de tensió. És una variant del circuit vist en l'apartat anterior. Com es pot observar en la figura 6.5, aïlla elèctricament tot el que es connecte a l'entrada de tot el que es connecte a l'eixida, i en l'eixida s'obté el mateix valor de tensió que s'aplica a l'entrada.

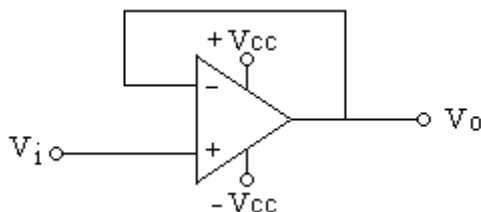


Figura 6.5

Les equacions en aquest cas són:

$$V^+ = V_i$$

$$V^- = V_0$$

Pel fet de tindre realimentació negativa:

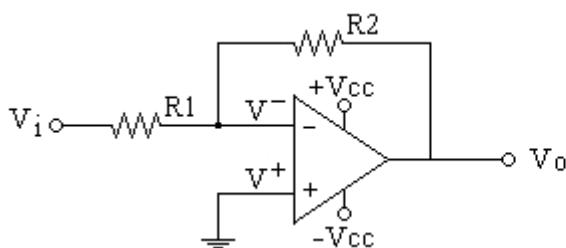
$$V^+ = V^- \rightarrow V_i = V_0$$

Es caracteritza perquè presenta un guany de tensió de valor igual a la unitat:

$$\frac{V_0}{V_i} = 1$$

### 6.2.3. Amplificador inversor

Un altre circuit lineal molt utilitzat és l'inversor, circuit que té la característica que ofereix una tensió d'eixida de polaritat contrària a la tensió d'entrada. La figura 6.6 mostra la disposició dels elements en el circuit.



$V^-$  tensió entrada inversora

$V^+$  tensió entrada no inversora

Figura 6.6

Per obtenir el guany de tensió es plantegen les següents equacions:

$$V^+ = 0$$

$$V^- = \frac{\frac{V_i}{R_1} + \frac{V_0}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

L'última expressió s'ha obtingut aplicant el Teorema de Millman (Punt 1.6).

S'observa que presenta realimentació negativa i per això les tensions de les entrades inversora i no inversora s'igualen. Per tant:

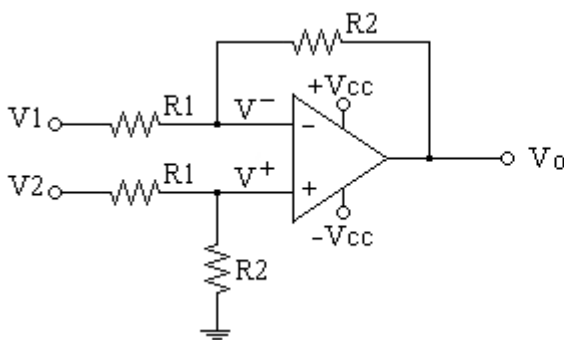
$$V^+ = V^- \rightarrow 0 = \frac{\frac{V_i}{R_1} + \frac{V_0}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

De l'anterior expressió s'obté el guany de tensió:

$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

## 6.2.4. Circuit restador

En la figura 6.7 es mostra el circuit restador que també presenta realimentació negativa. S'igualen la tensió de l'entrada inversora amb la tensió de l'entrada no inversora.



$V^-$  tensió entrada inversora  
 $V^+$  tensió entrada no inversora  
 $V1$  tensió 1 d'entrada al circuit  
 $V2$  tensió 2 d'entrada al circuit

Figura 6.7

Per calcular l'expressió de la tensió d'eixida en funció de les tensions d'entrada es plantegen les següents equacions:

$$V^- = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_0}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \text{ (Teorema de Millman)}$$

$$V^+ = V_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ (Divisor de tensió)}$$

Pel fet de tindre realimentació negativa es compleix:

$$V^+ = V^- \rightarrow V_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_0}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

D'aquesta última expressió s'obté la tensió d'eixida en funció de les tensions d'entrada:

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

on s'aprecia que ve determinada per la diferència entre les dues tensions d'entrada al circuit, multiplicat per la relació entre les dues resistències. El guany de tensió és justament l'esmentada relació entre resistències.

### 6.2.5. Circuit sumador no inversor

Mitjançant aquest circuit es pot obtindre una tensió d'eixida que siga suma de les diferents tensions d'entrada al circuit. La figura 6.8 mostra la disposició dels elements dins del circuit i els terminals on s'han d'aplicar les tensions d'entrada.

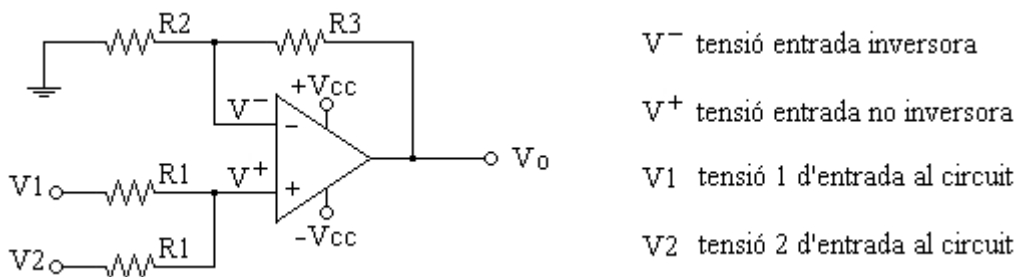


Figura 6.8

Per calcular l'expressió de la tensió d'eixida en funció de les tensions d'entrada es plantegen les següents equacions:

$$V^+ = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1}} \text{ (Teorema de millman)}$$

$$V^- = V_0 \frac{R_2}{R_2 + R_3} \text{ (Divisor de tensió)}$$



Pel fet de tindre realimentació negativa es compleix:

$$V^+ = V^- \rightarrow \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1}} = V_0 \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

D'aquesta última expressió s'obté la tensió d'eixida en funció de les tensions d'entrada:

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot \frac{V_1 + V_2}{2}$$

En l'expressió d'eixida del circuit es veu com depèn de la suma dels senyals d'entrada i com l'eixida té la mateixa polaritat que l'entrada.

### 6.2.6. Circuit sumador inversor

A diferència de l'anterior circuit, aquest ofereix una expressió de tensió d'eixida que inverteix la polaritat de les tensions d'entrada. En la figura 6.9 es veu aquest circuit.

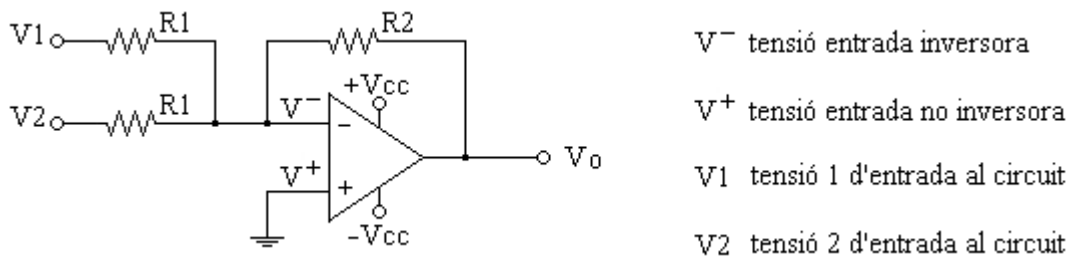


Figura 6.9

Per calcular l'expressió de la tensió d'eixida en funció de les tensions d'entrada es plantegen les següents equacions:

$$V^- = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_1} + \frac{V_0}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \quad (\text{Teorema de Millman})$$

$$V^+ = 0$$

Pel fet de tindre realimentació negativa es compleix:

$$V^+ = V^- \rightarrow 0 = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_1} + \frac{V_0}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

D'aquesta última expressió s'obté la tensió d'eixida en funció de les tensions d'entrada:

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot (V_1 + V_2)$$

## 6.3. Circuits bàsics no lineals

Les aplicacions amb circuits no lineals es poden classificar en dos grups: circuits amb realimentació positiva o realimentació positiva predominant a la realimentació negativa, i circuits amb realimentació negativa però amb elements no lineals com ara díodes o zeners.

La manera d'analitzar aquests circuits és comprovar els valors de tensió de l'entrada inversora i de l'entrada no inversora, amb la qual cosa l'eixida de l'operacional quedarà saturada segons el valor que siga major, de manera que:

$$\begin{aligned} V^+ > V^- &\Rightarrow V_0 = +V_{SAT} \\ V^+ < V^- &\Rightarrow V_0 = -V_{SAT} \end{aligned}$$

Cal recordar que aquests circuits només tenen dos possibles valors de tensió d'eixida: tensió de saturació positiva o negativa, així que tenen només dos estats de funcionament. Únicament en els instants en què es produeix la commutació d'estats és quan es pot considerar la igualtat entre els valors de les tensions de l'entrada inversora i no inversora.

### 6.3.1. Comparador amb histèresis

La funció d'aquest circuit és comparar dos senyals de tensió: normalment compara una tensió procedent d'una magnitud física real amb una tensió de control o referència. En una de les entrades del comparador té una tensió anomenada tensió de referència, mentre que en l'altra entrada té el valor de tensió de la magnitud física que cal controlar. En funció del resultat de la comparació, l'eixida del circuit es satura a un valor positiu o negatiu, acció que pot identificar-se amb la marxa o

parada d'un motor, l'obertura o tancament d'una vàlvula, etc., accions que podrien modificar el valor de la magnitud física que es controla. La figura 6.10 descriu el circuit.

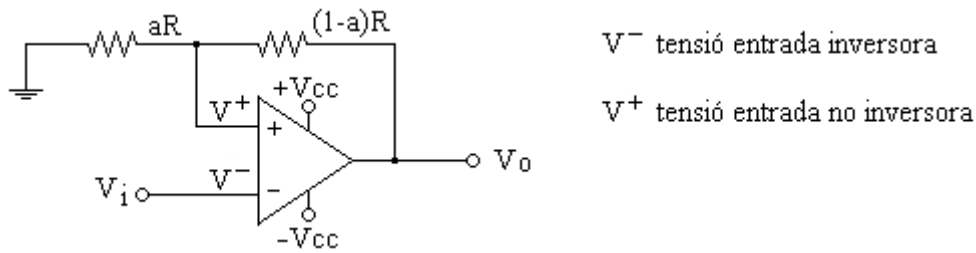


Figura 6.10

De l'observació del circuit, es veu que es tracta d'una realimentació positiva i per això l'eixida estarà saturada positivament o negativa.

Per a l'anàlisi es considera en principi saturada positivament:

$$V_o = +V_{SAT}$$

Açò es mantindrà així mentre que:

$$V^+ > V^-$$

Del circuit, per divisor de tensió s'obté:

$$V^+ = V_o \frac{aR}{aR + (1-a)R} = aV_o$$

mentre que la tensió en l'entrada inversora és:

$$V^- = V_i$$

L'operacional es mantindrà en aquesta situació fins que la tensió en l'entrada inversora,  $V_i$ , siga inferior al valor de tensió de l'entrada no inversora.

És a dir, l'operacional es manté en la situació descrita mentre que:

$$aV_o > V_i \Rightarrow V_i < +aV_{SAT}$$

Quan la tensió de l'entrada inversora iguale o supere a la de l'entrada no inversora, canviarà la situació i l'operacional saturarà negativament. El moment de canvi es produïx quan:

$$V_i = +aV_{SAT}$$

En aquesta nova situació el valor de l'eixida passa a valdre:

$$V_0 = -V_{SAT}$$

Açò es mantindrà així mentre que:

$$V^+ < V^-$$

És a dir, mentre que:

$$aV_0 < V_i \Rightarrow V_i > -aV_{SAT}$$

L'operacional es mantindrà en aquesta situació fins que la tensió en l'entrada inversora,  $V_i$ , supere al valor de tensió de l'entrada no inversora.

Quan la tensió de l'entrada inversora iguale o siga inferior a la de l'entrada no inversora, canviarà la situació i l'operacional saturarà positivament. El moment de canvi es produïx quan:

$$V_i = -aV_{SAT}$$

Aquest mode de funcionament genera un cicle d'histerèsis tal com es mostra en la figura 6.11.

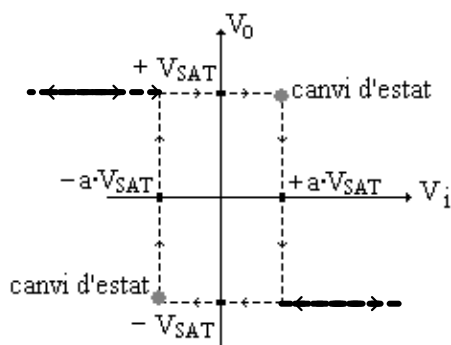


Figura 6.11

Analitzant la situació que s'ha produït, s'identifica el valor de  $V_i$  com la magnitud física que cal controlar, i el valor de tensió de l'entrada no inversora com la tensió de referència. Com s'ha comentat anteriorment, el canvi d'estat a l'eixida provoca la marxa o parada d'un actuator que modifique la magnitud que es vol controlar. Aquest tipus de circuit s'utilitza en sistemes de control de temperatura, on la tensió de referència correspondria a la temperatura desitjada i la tensió  $V_i$  a la temperatura que es mesura en cada moment. Amb aquest tipus de control s'eviten les contínues arrancades i parades dels actuadors del sistema que s'ha de controlar.

### 6.3.2. Multivibrador estable

Si al circuit anterior se li afegeix una xarxa amb una resistència i un condensador, pel ramal de realimentació negativa s'obtindrà que la tensió per l'entrada inversora varia, i així el circuit no tindrà cap estat estable. En la figura 6.12 es mostra com queda el circuit esmentat.

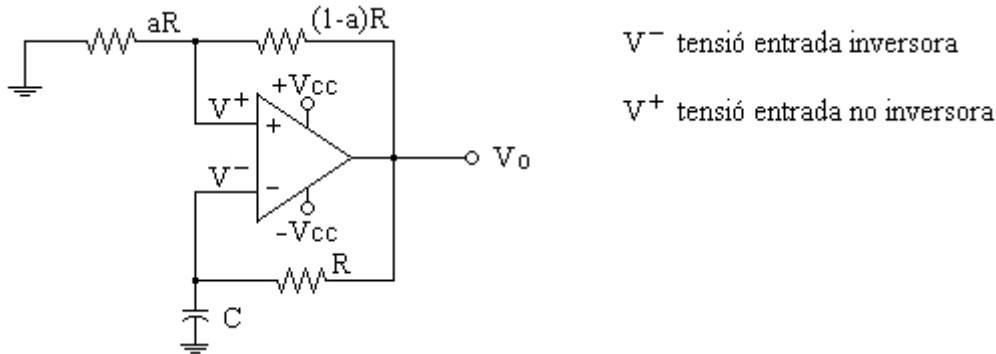


Figura 6.12

A partir dels corrents en el circuit es planteja la llei de Kirchhoff i s'obté el valor de l'entrada no inversora. També es pot obtenir per divisor de tensió.

$$V^+ = aV_o$$

Inicialment el condensador es troba descarregat, amb la qual cosa:

$$V^- = 0$$

D'altra banda, donat que es tracta d'una aplicació amb realimentació positiva predominant, l'eixida de l'operacional estarà saturada. Inicialment es pot considerar que es troba saturada positivament, així que en aquesta situació:

$$V^+ = +aV_{SAT}$$

el condensador anirà carregant-se exponencialment a través de la resistència R. Per tant, la tensió en l'entrada inversora tindrà el valor de la tensió que presente el condensador. En el moment que la tensió en l'entrada inversora iguale o supere el valor de l'entrada no inversora, es produirà el canvi d'estat en l'eixida de l'operacional. En aquest instant sí que es compleixen les igualtats de tensions en les dues entrades. Ara l'eixida de l'operacional ha canviat de valor i, com que abans estava saturada positivament, queda saturada negativament. En aquesta nova situació el condensador comença a descarregar-se. L'operacional es mantindrà en aquest estat fins que la tensió en l'entrada no inversora iguale o supere el valor de tensió de l'entrada inversora, instant en què es produirà un altre canvi d'estat i de nou l'eixida quedarà saturada positivament. En la figura 6.13 es veu el gràfic que detalla el funcionament esmentat.

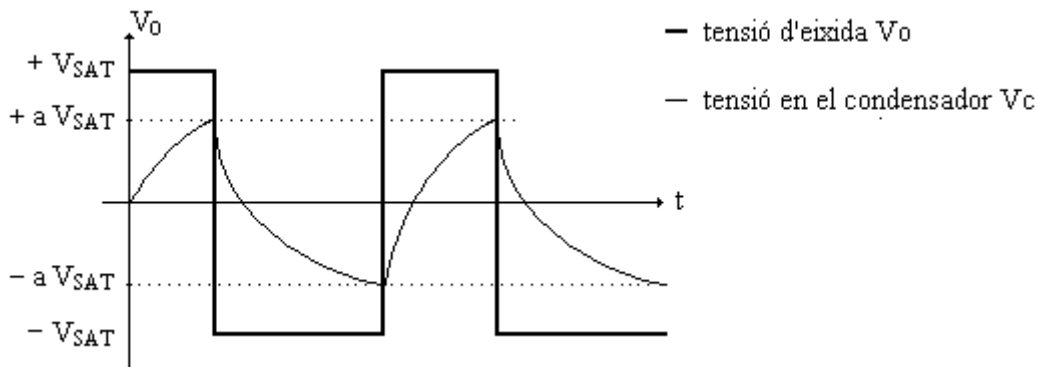


Figura 6.13

### 6.3.3. Rectificador ideal de mitja ona inversor

Un altre circuit d'aplicacions no lineals és el que es presenta en aquest apartat, on es pot apreciar que no existeix realimentació positiva, però en el circuit hi ha elements amb comportament no lineal, com ara els díodes. La figura 6.14 mostra la disposició dels elements del circuit i com cal disposar els díodes per al correcte funcionament com a rectificador.

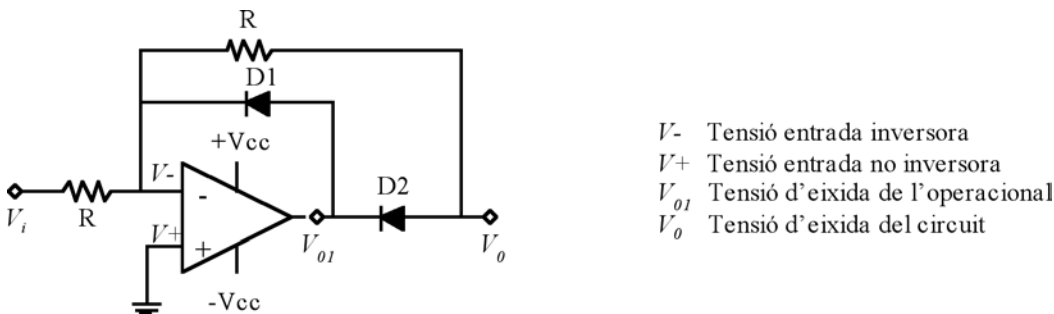


Figura 6.14

S'analitza a continuació el circuit anterior per tal de demostrar que es tracta d'un circuit rectificador.

Pel fet de tindre realimentació negativa es compleix:

$$V^+ = V^-$$

A més a més s'observa que la entrada no inversora està connectada a massa, per la qual cosa:

$$V^+ = V^- = 0$$

Es distingiran dos casos:

- a) Si  $V_i$  és positiu, hi haurà un corrent  $I$  de  $V_i$  a  $V^-$ . El díode D1 estarà en invers, i el corrent que ix de  $V_i$  continuarà per la branca de la resistència cap a  $V_o$  i es tancarà per D2 cap a l'operacional.

El circuit equivalent en aquest cas és:

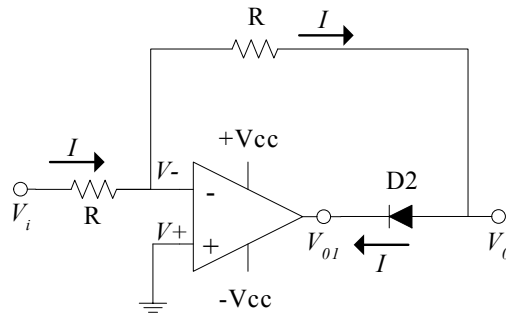


Figura 6.15

El corrent  $I$  es pot calcular com:

$$I = \frac{V_i}{R}$$

I també com:

$$I = \frac{-V_o}{R}$$

Igualant les dues expressions s'obté:

$$V_o = -V_i$$

Com que  $V_i$  és positiva,  $V_o$  serà negativa, amb la qual cosa es comprova que el díode D1 està en invers.

- b) Si  $V_i$  és negatiu, hi haurà un corrent  $I$  de  $V^-$  a  $V_i$ . Aquest corrent provindrà de l'eixida de l'operacional a través de D1, que ara està en directe. D2 està en invers.

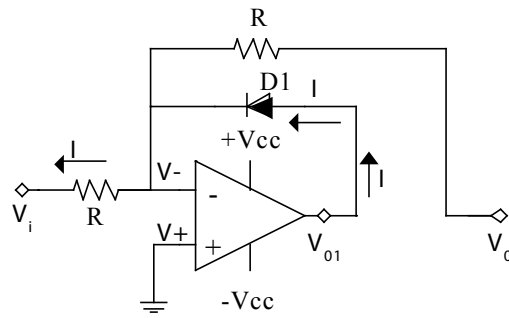


Figura 6.16

Per tant, l'eixida del circuit en aquest cas serà zero:

$$V_0 = 0$$

Si, per exemple,  $V_i$  és una ona sinusoïdal,  $V_0$  seria:

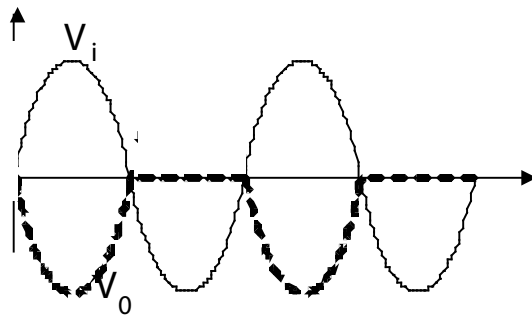


Figura 6.17



# Tema 7.

## Fonts d'alimentació lineals

Fins ara s'han descrit diferents tipus d'elements electrònics, analitzant la seua estructura, el seu mode de funcionament, les seues principals aplicacions. En aquesta unitat didàctica es presenta un dispositiu on podem trobar distints elements, ja estudiats en anteriors unitats didàctiques, interconnectats entre sí i formant part d'un tot.

Cal analitzar detalladament aquesta unitat perquè reforça la comprensió dels continguts adquirits en unitats anteriors veient la funcionalitat que proporcionen.

La font d'alimentació lineal és un dispositiu molt utilitzat en l'electrònica i en la vida quotidiana: en el fet d'utilitzar un ordinador, en carregar la bateria d'un telèfon mòbil, etc. Per tant, és un dispositiu que cal conèixer tant en les seues diferents parts com en el seu funcionament. El lector adquirirà les capacitats per dissenyar aquests dispositius, saber quan s'han d'utilitzar reguladors de tensió fixos o ajustables, així com analitzar defectes i avaries que es puguin produir.

## 7.1. Estructura d'una font d'alimentació lineal

Una font d'alimentació és un dispositiu que subministra corrent elèctric als circuits a una tensió contínua adequada.

Internament està formada per diferents etapes. Com que aquests dispositius es connecten a la xarxa de 220 volts, la primera de les etapes és la transformació del senyal elèctric: dels 220 volts de tensió alterna es passa a una tensió menor, normalment 24 o 12 volts de tensió alterna. La segona etapa és la rectificació del senyal, utilitzant un rectificador de mitja ona o d'ona completa. Després del rectificador el senyal és de tipus polsatori, sense cap semicicle negatiu. En la tercera etapa el senyal sofreix un filtrat per tal que la forma d'ona no siga tan polsatòria. El filtre s'implementa normalment, mitjançant un condensador. Finalment l'última etapa consisteix en la utilització de circuits d'estabilització o regulació del senyal, que oferisquen una tensió d'eixida contínua i estable.

### 7.1.1. Transformació

Aquesta etapa està constituïda pel transformador en el qual hi ha dos circuits elèctrics: el primari que rep el senyal de la xarxa elèctrica de 220 volts d'alterna a una freqüència de 50 hertzos, i el secundari que ofereix el senyal transformat. Cal destacar que els circuits primari i secundari físicament es troben separats mitjançant una separació galvànica.

El transformador normalment és de tipus reductor, és a dir, el senyal que s'obté a l'eixida és d'una magnitud menor que el de l'entrada. Els més utilitzats són transformadors a 12 o 24 volts d'alterna.

Les dades més importants que cal tindre en compte en el transformador són: la tensió nominal d'eixida o tensió eficaç  $V_N$  i el corrent nominal d'eixida  $I_N$ , la potència i la relació de transformació. Com es veurà en l'apartat de la regulació, la tensió nominal es determinarà pel valor de la tensió d'eixida de la font d'alimentació i tenint en compte la caiguda de tensió necessària perquè funcione el regulador de tensió.

## 7.1.2. Rectificació

Després de l'etapa de transformació, cal rectificar el senyal elèctric mitjançant díodes. Hi ha dos mètodes de rectificació: el de mitja ona i el d'ona completa.

El rectificador de mitja ona és un circuit molt simple que utilitza un díode que deixa passar el corrent quan es troba en polarització directa, amb la qual cosa la forma d'ona de la tensió en la càrrega només presenta els semicicles positius, ja que en els semicicles negatius el díode no condueix. Aquest circuit rectificador només s'utilitza en aplicacions que tenen un consum de corrent molt baix. En la figura 7.1 es mostra el circuit i la forma d'ona del rectificador de mitja ona.

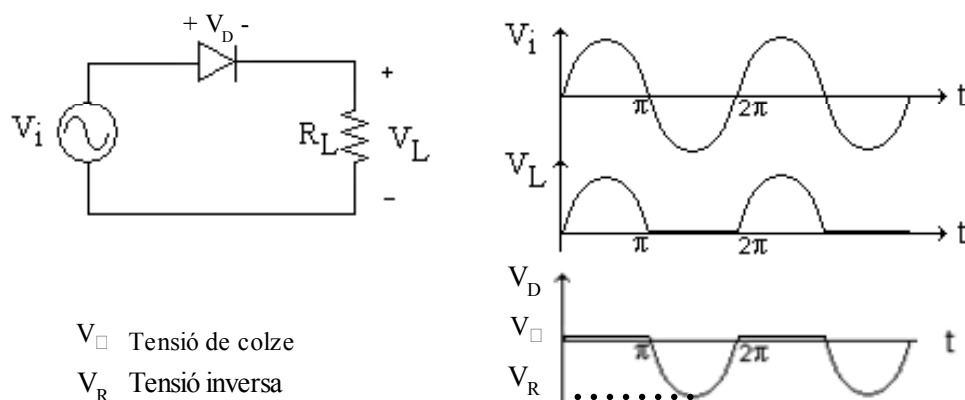


Figura 7.1

El rectificador d'ona completa es pot implementar mitjançant dos circuits. El primer circuit està format per dos díodes i un transformador amb connexió de presa mitja en el secundari. El segon circuit està format per un pont de díodes i un transformador sense connexió de presa mitja en el secundari, tal com es mostra en la figura 7.2. Dels dos circuits, el de pont de díodes és el més utilitzat, ja que no cal disposar d'un transformador que presenta la presa mitja en el secundari. Cal tindre en compte que en aquest circuit condueixen dos díodes en cada semicicle.

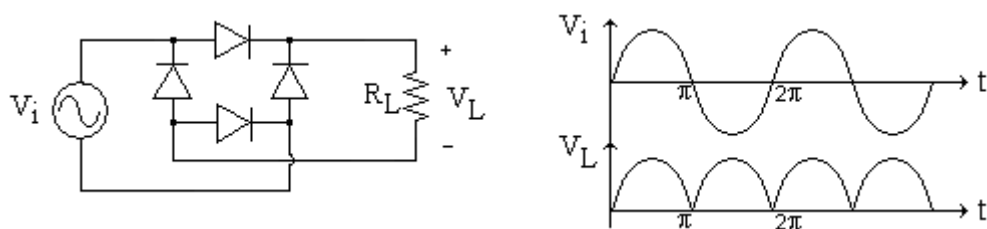


Figura 7.2

### 7.1.3. Filtrat

La forma d'ona rectificada és polsatòria. Per aplanar-la s'utilitza un filtre en paral·lel amb la resistència de càrrega. L'element de filtre és un condensador de tipus electrolític.

Mentre els díodes es troben en conducció, el condensador es carrega al seu valor màxim, que correspon al valor de pic del secundari del transformador menys la tensió de conducció dels dos díodes que condueixen en cadascun dels semicicles. Perquè els díodes puguin conduir la tensió del secundari del transformador, cal que aquesta siga superior a la tensió del condensador. Quan els díodes no condueixen, és a dir, quan la tensió del secundari del transformador és inferior a la tensió que té el condensador, el condensador comença a descarregar-se. El condensador emmagatzema energia quan els díodes es troben en conducció i subministra l'energia elèctrica al circuit quan els díodes no condueixen.

La forma d'ona que s'obté després del filtrat és la mostrada en la figura 7.3. Comença a semblar-se a una forma d'ona de tensió contínua, però encara presenta un arrißat considerable. S'anomena arrißat la diferència entre el valor màxim i el valor mínim que presenta la forma d'ona:

$$\Delta V = V_{C\text{MAX}} - V_{C\text{min}}$$

on la tensió màxima al condensador es pot calcular com:

$$V_{C\text{MAX}} = V_p - 2V_D$$

$V_p$  és la tensió de pic de l'ona d'entrada i  $V_D$  és la caiguda de tensió en directe dels díodes.

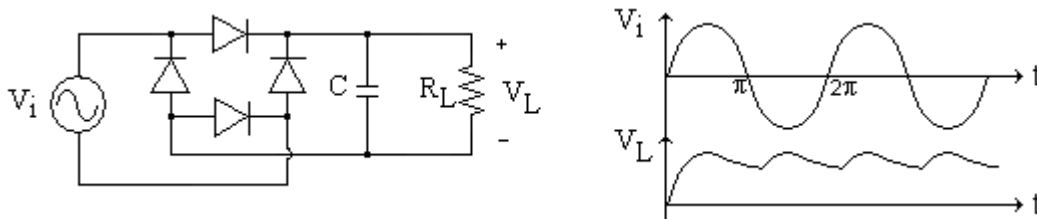


Figura 7.3

L'arrißat pot calcular-se també utilitzant un mètode aproximat que considera similar la forma d'ona amb un senyal de tipus dent de serra i que estima en mig període el temps de descàrrega del condensador, amb la qual cosa resulta la fórmula:

$$\Delta V = \frac{I_0}{f_R \cdot C}$$

on  $f_R$  és la freqüència de l'ona rectificadora,  $C$  és la capacitat del condensador i  $I_O$  és el corrent que va des de la branca on es troba el condensador en direcció a la resta del circuit. En el cas del circuit anterior,  $f_R$  és el doble de la freqüència de l'ona d'entrada.

L'elecció del condensador de filtre és una tasca important a l'hora de fer el disseny de la font d'alimentació. Amb un condensador de capacitat elevada, la forma d'ona que s'obté és més aplanada i ofereix un arrissat menor. Per contra, els díodes, en el moment que passen a conduir, han de suportar pics de corrent elevats que poden arribar a destruir-los. Tanmateix un condensador de gran capacitat té grans dimensions, cosa que en aplicacions que requereixen un disseny reduït i compacte, cal tindre en compte. Si s'utilitza un condensador de poca capacitat, la forma d'ona presenta un major arrissat, però el pic que han de suportar els díodes són d'una magnitud reduïda. Per tot això, s'ha de trobar un compromís entre els pics de corrent que han de suportar els díodes en el moment de passar a conduir i l'arrissat de la forma d'ona.

#### 7.1.4. Estabilització

Com s'ha descrit en l'anterior punt, la forma d'ona que ofereix el filtre no és contínua, encara presenta un nivell considerable d'arrissat. A més a més, aquesta tensió depèn molt de la càrrega que se li connecte, de manera que si la càrrega varia, la tensió també varia. Per tal d'evitar aquests problemes, en la tensió d'eixida de la font d'alimentació s'utilitzen diferents circuits d'estabilització.

El circuit més bàsic és l'estabilitzador amb díode zener que es mostra en la figura 7.4. Quan el díode zener treballa en la zona de zener, manté fixa i constant la tensió entre els seus terminals.

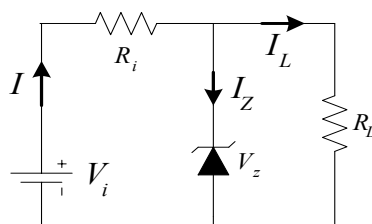


Figura 7.4

El disseny de la resistència  $R_i$  es fa tenint en compte que el zener s'ha de mantindre en zona zener (allau).

Com s'ha explicat al capítol 2, perquè el zener estiga en allau, el corrent que ha de passar per ell en sentit càtode-ànode ha d'estar comprès entre un mínim i un màxim:

$$I_{Z,\min} < I_Z < I_{Z,\max}$$

El valor màxim es pot calcular a partir de la potència màxima que es capaç de dissipar el zener, dada que proporciona el fabricant.

$$I_{Z,\max} = \frac{P_{Z,\max}}{V_Z}$$

Respecte a la intensitat mínima  $I_{Z,\min}$ , si no la proporciona el fabricant es pot considerar un 10% de la màxima.

El corrent al díode zener és:

$$I_Z = I - I_L$$

El corrent de la font ve donat per:

$$I = \frac{V_i - V_Z}{R_i}$$

Aquest corrent serà màxim quan la tensió de la font siga la màxima possible i la  $R_i$  siga la mínima possible.

$$I_{\max} = \frac{V_{i,\max} - V_Z}{R_{i,\min}}$$

Per contra:

$$I_{\min} = \frac{V_{i,\min} - V_Z}{R_{i,\max}}$$

El corrent en la càrrega serà funció de la resistència de càrrega i de la tensió de regulació del zener:

$$I_L = \frac{V_Z}{R_L}$$

Aquest corrent serà màxim quan la resistència de càrrega siga mínima:

$$I_{L,\max} = \frac{V_Z}{R_{L,\min}}$$

Per contra:

$$I_{L,\min} = \frac{V_Z}{R_{L,\max}}$$

A més a més, el corrent pel zener serà màxim quan  $I$  siga màxima i  $I_L$  mínima:

$$I_{Z,\max} = I_{\max} - I_{L,\min}$$

Per contra:

$$I_{Z,\min} = I_{\min} - I_{L,\max}$$

Agrupant totes les expressions anteriors:

$$I_{Z,\max} = \frac{V_{i,\max} - V_Z}{R_{i,\min}} - \frac{V_Z}{R_{L,\max}}$$

$$I_{Z,\min} = \frac{V_{i,\min} - V_Z}{R_{i,\max}} - \frac{V_Z}{R_{L,\min}}$$

Coneixent el valor de  $I_{Z,\max}$  (a partir de la potència màxima que pot dissipar el zener) i  $I_{Z,\min}$  (10% de la màxima), es pot obtenir el valor màxim i mínim que pot tindre la resistència  $R_i$  ( $V_{i,\max}$ ,  $V_{i,\min}$ ,  $R_{L,\max}$  i  $R_{L,\min}$  són també dades).

Els inconvenients d'aquest circuit són el corrent que ha de suportar el díode zener quan treballa sense la càrrega i el valor de la tensió d'eixida, que s'estableix pel valor de la tensió de zener.

La figura 7.5 mostra l'estabilitzador amb zener i transistor. És un circuit similar a l'anterior però se li afegeix un transistor BJT, el qual ha de treballar en la zona lineal. Aquest transistor s'anomena transistor de potència. De nou es presenta l'inconvenient que la tensió d'eixida serà el valor de la tensió de zener menys la tensió base-emisor.

$$V_L = V_Z - V_{BE}$$

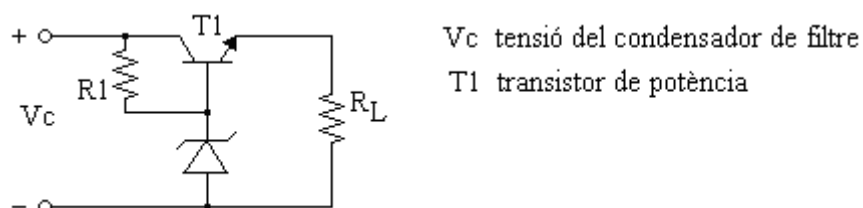


Figura 7.5

Els anteriors circuits tenen l'inconvenient de necessitar un díode zener del valor de la tensió d'eixida. És molt més convenient utilitzar un zener d'una tensió de l'ordre de 5V, i ajustar la tensió d'eixida mitjançant un divisor resistiu, com en l'estabilitzador de la figura 7.6.

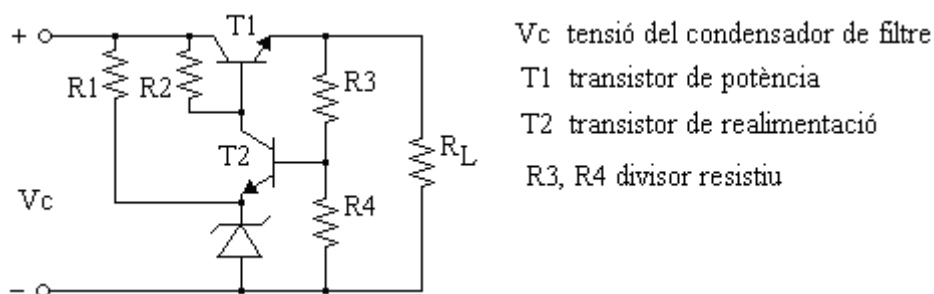


Figura 7.6

El corrent de base del transistor T2 del circuit és despreciable enfront del corrent del divisor resistiu. La tensió d'eixida ja no depèn només de la tensió de zener, sinó que depèn també del valor de les resistències del divisor resistiu. Per tant és un circuit en el qual es pot utilitzar un díode zener més comercial i ajustar el valor de la tensió d'eixida mitjançant les resistències del divisor resistiu.

Aquest circuit presenta l'inconvenient que no té protecció enfront d'excessos de corrent. Quan es connecta una càrrega de valor menut o quan es produeix un curtcircuit, el valor del corrent creix desmesuradament i pot arribar a destruir el transistor. Per tant, cal disposar d'algun element que limite aquest corrent a un valor màxim determinat que preserve la integritat de la resta de components del circuit. En la figura 7.7 s'inclou una modificació amb un tercer transistor i una altra resistència.

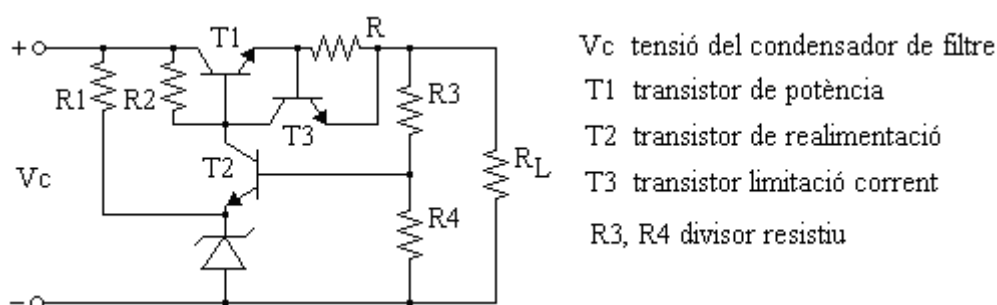


Figura 7.7

Quan creix el corrent arriba un moment en què el tercer transistor comença a conduir restant valor al corrent de polarització de base del transistor T1 i el corrent principal disminueix. Així es produeix una limitació del corrent que subministra la font.

### 7.1.5. Reguladors comercials

Els circuits estabilitzadors presenten determinats inconvenients que els aparten cada vegada més de la majoria d'aplicacions. En primer lloc, la protecció enfront de curtcircuits. En segon lloc, el fet de garantir que el transistor principal



de potència trebal·le en la zona lineal. Finalment, el problema de fluctuacions de la tensió d'eixida degut a qualsevol motiu que provoca un arrissat considerable. Tot això fa que cada vegada s'utilitzen més els circuits reguladors enfront dels estabilitzadors. Aquests circuits són dispositius integrats que tenen protecció contra sobrecorrent, limitant el valor màxim de corrent que subministren. També tenen protecció enfront de sobretemperatura, i posseeixen un control total sobre la tensió d'eixida, de manera que és sempre constatat, sense fluctuacions i sense arrissat. A més a més, el fet de ser dispositius integrats en un sol circuit, els confereix molts més avantatges en qualsevol disseny electrònic: reduït i compacte, elimina els possibles errors de connexió elèctrica entre components i resulta més fàcil a l'hora de comprovar-ne el funcionament correcte.

Comercialment es poden trobar encapsulats en metall o plàstic, amb tres terminals de connexió. La característica que més els diferencia és la tensió que ofereixen a l'eixida. Així podem trobar reguladors fixos o variables, amb tensió d'eixida positiva o negativa. Cada tipus de regulador té les seues pròpies característiques i l'elecció d'un determinat tipus vindrà donada pel disseny de l'aplicació.

Els reguladors fixos ofereixen una tensió d'eixida de valor constant positiu o negatiu, segons el dispositiu. En els positius la família més popular és la 78XX, on les XX canvien segons el valor de la tensió d'eixida: 7805 amb 5 volts; 7812 ofereix 12 volts a l'eixida, etc. En els dispositius negatius la família 79XX és la més popular, i es continua amb la substitució de les XX pels valors de la tensió d'eixida que en aquests casos serà negativa. En la figura 7.8 es mostra la disposició típica per a aquests dispositius.

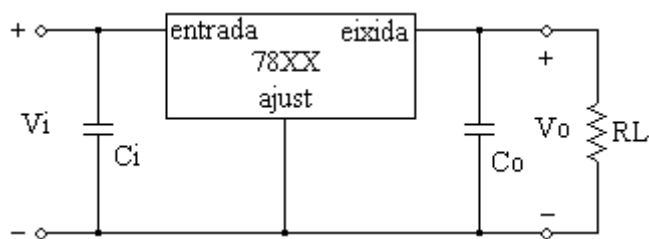


figura 7.8

Els condensadors que apareixen als connectors d'entrada i d'eixida són condensadors de desacoblament. El condensador connectat a l'entrada cal utilitzar-lo quan el regulador està disposat físicament lluny del condensador de filtrat, per tal d'eliminar els efectes inductius associats a tot parell de cables conductors. D'altra banda, el condensador connectat a l'eixida millora la resposta transitòria del dispositiu.

Els reguladors ajustables tenen una tensió d'eixida variable que s'estableix utilitzant un tipus de circuit descrit en la figura 7.9. Es pot observar que l'eixida tindrà la següent expressió:

$$V_0 = V_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{AJUST} \cdot R_2$$

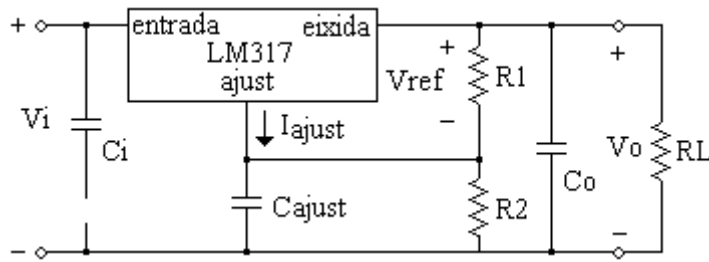


Figura 7.9

La tensió  $V_{REF}$  és la tensió de referència entre el connector d'eixida i el connector d'ajust. És un paràmetre especificat pel fabricant del regulador i en la majoria de dispositius el seu valor és d'1,25 volts. D'altra banda, el corrent  $I_{AJUST}$  també és un paràmetre determinat pel fabricant, quasi sempre despreciable degut al seu valor insignificant.

Per a ajustar la tensió d'eixida, s'hauran d'establir els valors de les resistències  $R_1$  i  $R_2$ , tenint en compte que la tensió mínima serà la tensió de referència i la tensió màxima quedarà fixada pel fabricant del dispositiu. Si es vol que la font d'alimentació siga variable, cal substituir  $R_2$  per un potenciòmetre.

Per a finalitzar, cal destacar que aquests dispositius, per a funcionar correctament, tenen un consum propi de tensió. Aquesta tensió ve especificada pel fabricant mitjançant el paràmetre caiguda de tensió mínima del regulador. És la tensió mínima de diferència entre l'entrada i l'eixida perquè funcione el regulador. Els valors més usuals són 2 o 3 volts.

# Tema 8.

## Circuits digitals. Technologies

En aquest tema s'obri l'estudi d'un nou tipus d'electrònica: es tracta de l'electrònica digital. És una part ben diferenciada de tot el que s'ha vist fins ara, que correspondria a l'electrònica analògica, i que té la seua importància dins de tot anàlisi d'electrònica, atès que hui en dia vivim en un món cada vegada més digitalitzat.

L'objectiu d'aquest tema és que el lector es familiaritze amb els senyals digitals, com es processen i es representen. D'altra banda coneixerà les característiques i propietats més importants de les diferents famílies lògiques en què s'agrupen tots els circuits integrats digitals. Aquest últim punt és de gran importància a l'hora d'emprendre qualsevol tasca de disseny digital, ja que segons la família que es triu caldrà uns requeriments determinats i s'obtidran uns resultats distints. Per això es considera aquest tema com a bàsic i fonamental en l'estudi d'electrònica digital.

## 8.1. Processament digital de senyals

En electrònica digital la forma de representar, transmetre i processar la informació es realitza mitjançant dos únics valors possibles, el zero lògic '0' i l'u lògic '1'. El primer és el valor de tensió baixa i el segon és el valor de tensió alta. Per tant, un sistema digital és un sistema de tipus discret perquè té un nombre finit de valors i, com només té dos estats, es denomina sistema binari. És tot el contrari d'un sistema analògic, on els valors que es tracten són infinits i vénen donats en cada moment per l'amplitud del propi valor. Així doncs, els sistemes analògics són sistemes de tipus continu.

Encara que actualment quasi tota la informació que s'utilitza és de tipus digital, cal reflexionar que els senyals analògics són els que ens ofereix el nostre propi món físic: la temperatura, la pressió, la velocitat, etc. Per tant cal fer un procés de conversió per transformar la informació analògica en digital. Aquesta conversió d'un valor d'un sistema continu a un sistema discret rep el nom de discretització.

Moltes són les diferències entre un sistema analògic i un sistema digital, però les més importants tenen com a base les diferents formes d'ona de cadascun dels sistemes. Mentre en l'analògic el senyal base és de tipus sinusoïdal i l'amplitud és variable, en el digital és una ona quadrada d'amplitud constant. Els sistemes digitals presenten com a principals avantatges que són sistemes amb major immunitat a les pertorbacions per soroll, i a més són més fàcils a l'hora de poder implementar operacions complexes amb senyals. Per exemple, si s'utilitzen els circuits integrats adequats és molt senzill sumar, integrar, derivar senyals. Per altra banda els sistemes analògics tenen com a principal característica la precisió que poden arribar a oferir, ja que els valors poden arribar a ser infinits.

## 8.2. Famílies i tecnologies digitals

### 8.2.1. Concepte de família lògica digital

El concepte de família lògica digital fa referència a un compendi de circuits integrats digitals que representen diferents elements lògics. Aquests elements lògics, com poden ser les portes lògiques i els operadors lògics, es materialitzen dins del circuit integrat digital mitjançant transistors. Les tecnologies digitals fan referència a les diferents tecnologies dels transistors utilitzats, transistor bipolar o transistor d'efecte de camp. Així doncs, hi ha diverses famílies lògiques que utilitzen tecnologies ben diferenciades, però n'hi ha dues que són les més importants: la família TTL i la família CMOS.

Cada família lògica té les seues pròpies característiques tant de tipus elèctric com de temps de resposta, que li proporcionen unes determinades propietats. Per això a l'hora de dissenyar qualsevol aplicació digital cal tindre en compte tots els requeriments d'aquesta, per tal d'utilitzar circuits integrats digitals d'una família o d'una altra.

### 8.2.2. Paràmetres de les portes digitals

Abans d'especificar les característiques de les diferents famílies lògiques digitals s'han de descriure els diferents paràmetres de les portes lògiques.

Paràmetres de tensió:  $V_{IL\ MAX}$ , tensió màxima que es reconeix com a zero lògic '0' en una entrada;  $V_{IH\ MIN}$ , tensió mínima que es reconeix com a lògic '1' en una entrada;  $V_{OH\ MIN}$ , tensió mínima d'eixida per a l'u lògic '1';  $V_{OL\ MAX}$ , tensió màxima d'eixida per al zero lògic '0'.

Paràmetres de corrent:  $I_{IH}$ , corrent d'entrada per a un nivell alt de tensió;  $I_{IL}$ , corrent d'entrada per a un nivell baix de tensió;  $I_{OH}$ , corrent màxim d'eixida, quan hi ha un nivell alt de tensió en l'eixida;  $I_{OL}$ , corrent màxim d'eixida, quan hi ha un nivell baix de tensió en l'eixida.

Paràmetres de soroll: qualsevol tipus de pertorbació inesperada pot provocar canvis en els senyals elèctrics d'un circuit digital. És el que s'anomena soroll i es produeix per diferents factors, degut a la presència d'interruptors o de relés, o per problemes en l'alimentació del circuit, o també a causa de l'acoblament per línies pròximes. Es defineixen dos paràmetres que ens indiquen el soroll que pot suportar el circuit per als nivells de tensió baix i alt.

$V_{NH}$ : marge de soroll a nivell alt. Ve donat per l'equació:  $V_{NH} = V_{OH\ MIN} - V_{IH\ MIN}$

$V_{NL}$ : marge de soroll a nivell baix. Ve donat per l'equació:  $V_{NL} = V_{IL\ MAX} - V_{OL\ MAX}$

Paràmetre FAN OUT. Aquest paràmetre estableix el màxim nombre d'entrades que es poden connectar a l'eixida d'una comporta digital per al correcte funcionament del circuit digital. En cas de tindre diferents valors d'aquest paràmetre per a nivell alt i baix de tensió, cal utilitzar el valor més baix.

Paràmetre Potència Dissipada. Aquest paràmetre es calcula fent la mitjana aritmètica de la potència dissipada a nivell alt i baix de tensió. És un paràmetre molt important perquè ens dona informació de la potència que la comporta digital pot consumir, així com de la necessitat de refrigeració del circuit.

### 8.2.3. Famílies digitals

La família TTL (Lògica Transistor-Transistor) rep el seu nom de la tecnologia que utilitza, on els elements d'entrada i d'eixida són transistors bipolars.

Les característiques d'aquesta família són la tensió d'alimentació de 5 volts, l'alta velocitat de transmissió i l'elevat consum de potència. Els nivells lògics estan determinats pel rang de tensió, entre 0,2 i 0,8 volts per a l'estat baix i entre 2,4 volts i tensió d'alimentació per a l'estat alt.

Aquesta família té dos versions, una d'ús exclusiu militar (sèrie 54) i una altra comercial (sèrie 74).

La família CMOS utilitza pel seu funcionament la tecnologia de transistors d'efecte de camp.

Presenta característiques amb valors ben diferents a la família TTL. La tensió d'alimentació varia entre 3 i 18 volts. Baixa velocitat de transmissió i baix consum de potència.

## 8.3. Representació binària de senyals

En sistemes digitals la forma de representar la informació és mitjançant sistemes de numeració. Aquests sistemes estan formats per dígitos o símbols. A continuació es descriuen els sistemes més utilitzats.

Sistema Binari. És el sistema de numeració més popular, gràcies a la seua facilitat d'ús. En ell només hi ha dos dígitos, 0 i 1, que es combinen adequadament per representar els diferents nombres. La quantitat de nombres que poden arribar a ser representats depèn de la quantitat de bits utilitzats, segons la següent relació: *nombres que cal representar* =  $2^n$  tenint en compte que  $n$  són els bits que s'han d'utilitzar.

En la figura 8.1 hi ha un exemple dels diferents nombres representats amb quatre bits. Al costat de cadascun dels nombres en binari està indicada l'operació efectuada per trobar el corresponent en el sistema decimal.

Binari	Operació	Decimal
0000	$0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$	0
0001	$0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$	1
0010	$0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$	2
0011	$0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$	3
0100	$0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$	4
0101	$0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$	5
0110	$0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$	6
1000	$1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$	8
1001	$1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$	9
1010	$1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$	10
1011	$1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$	11
1100	$1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$	12
1101	$1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$	13
1110	$1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$	14
1111	$1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$	15

Figura 8.1

Per passar del sistema decimal al binari s'ha d'utilitzar el mètode de les divisions. Aquest mètode consisteix en dividir el nombre decimal per 2; es repetirà aquesta divisió fins que ja no puga realitzar-se més. El MSB (Bit Més Significatiu) serà el quocient de l'última divisió, i els altres bits seran les diferents restes de les divisions.

Sistema BCD (Decimal Codificat en Binari). Aquest sistema realitza la codificació en sistema binari, de cadascuna de les xifres d'un nombre decimal, de manera individual. Així, el nombre decimal 24, en el sistema BCD quedaria 00100100. Com que utilitza quatre bits per la codificació, els quatre primers corresponen al 2 i els altres quatre al 4.

Sistema Hexadecimal. És un sistema amb 16 símbols diferents. Del 0 al 9 corresponen al nombre en decimal. Després s'utilitzen com a símbols les sis primeres lletres que té l'alfabet. Així, aquest sistema està format pels símbols 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F.

Per realitzar la conversió d'aquest sistema al decimal, en primer lloc es multiplica el valor en decimal de cada símbol per la base 16 elevada a l'exponent corresponent al nombre del bit.

Exemple:

$$B2F_H = (11 \cdot 16^2) + (2 \cdot 16^1) + (15 \cdot 16^0) = 2863_D$$

Per realitzar la conversió contrària, és a dir, passar de decimal a hexadecimal, en primer lloc es farà la conversió al sistema binari. Després s'agruparà en grups de 4 bits, i ja es poden obtenir directament els símbols hexadecimal.

Exemple:

$$456_{\text{D}} = 111001000_{\text{B}} = 1\text{C}8_{\text{H}}$$



# Tema 9.

## Circuits digitals combinacionals

Després d'analitzar les diverses famílies i tecnologies digitals, cal conèixer els diferents tipus de circuits integrats digitals que existeixen en el mercat comercial. En primer lloc, es veuran els circuits més bàsics, les portes lògiques, amb les quals es poden realitzar operacions com la suma, la resta, la negació i el producte lògic. En el punt següent, es tractaran circuits un poc més complexos, començant pels multiplexors i continuant amb l'anàlisi dels circuits codificadors i decodificadors de senyals. Per finalitzar cal prestar especial atenció a l'Àlgebra de Boole, que és un conjunt de lleis i regles que governen el funcionament dels circuits digitals.

Els objectius que marca aquest tema és que el lector conega les portes lògiques, la seua simbologia i funcionament, per a poder trobar l'expressió booleana d'una funció lògica a partir d'un disseny lògic digital. Així també, s'ha de dotar al lector dels coneixements per a poder implementar un circuit lògic digital, tant pel que fa a la funció lògica del circuit com pel que fa al funcionament de cada component lògic del circuit. D'altra banda el lector aprendrà a representar la funció lògica mitjançant una taula de veritat, que és una representació que descriu el valor lògic de l'eixida per a cadascuna de les combinacions de les variables binàries d'entrada.

## 9.1. Components bàsics digitals. Portes lògiques

Les portes lògiques són circuits que implementen les operacions lògiques i estan formades per unes entrades per a les variables binàries i una eixida per a la funció lògica que desenvolupa la porta. Les portes lògiques més bàsiques són NOT, que representa l'operació d'inversió de signe, la porta AND, que representa l'operació del producte lògic i la porta OR, que realitza l'operació de la suma lògica.

### 9.1.1. Comporta lògica NOT

Aquesta comporta implementa l'operador inversor, així l'eixida canvia el valor lògic de la variable binària d'entrada. Per tant, si a l'entrada hi ha una variable lògica de valor alt '1', l'eixida tindrà un valor baix '0', mentre que si a l'entrada hi ha un valor baix '0', a l'eixida hi haurà un valor alt '1'. Aleshores la funció que desenvolupa aquesta porta rep el nom d'inversió o negació; tanmateix es coneix com complementació. En la lògica de les variables digitals es denomina el complement d'un valor lògic al valor lògic contrari i es representa mitjançant una línia damunt de la lletra que identifica la variable binària.

En la figura 9.1 es representa la taula de veritat de la comporta, que ens descriu el valor lògic de la funció lògica d'eixida en tots els valors de la variable binària d'entrada. D'altra banda, en la figura 9.2 es representa el símbol de la comporta NOT.

Variable d'entrada A	Funció d'eixida
1	0
0	1

Figura 9.1

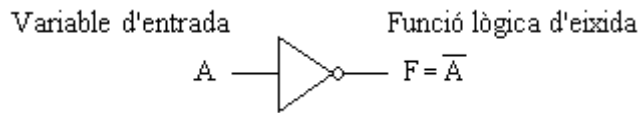


Figura 9.2

### 9.1.2. Comporta lògica AND

El producte lògic de dos o més variables binàries d'entrada és l'operació que implementa la comporta AND. Per tant, aquesta comporta tindrà dos o més entrades i una única eixida. Només tindrà un valor lògic alt "1" a l'eixida, en cas que totes les entrades tinguin un valor lògic alt '1'; en tota la resta de combinacions el producte lògic oferirà una funció d'eixida de valor lògic baix '0'.

L'anàlisi d'aquesta comporta s'ha fet per a dues variables d'entrada, però el funcionament és idèntic en cas de més variables d'entrada. La taula de veritat de la figura 9.3, descriu el valor lògic de la funció d'eixida per totes les combinacions de les variables d'entrada. La figura 9.4 representa el símbol de la comporta AND.

Variables d'entrada		Funció d'eixida
A	B	
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Figura 9.3



Figura 9.4

El funcionament de la porta AND pot representar-se mitjançant interruptors connectats en sèrie, amb el criteri següent: interruptor obert, valor lògic baix "0", interruptor tancat, valor lògic alt "1". Així perquè pugui passar el senyal elèctric cal que tots els interruptors estiguin tancats.

### 9.1.3. Comporta lògica OR

La comporta OR representa l'operació suma lògica de dues o més variables binàries d'entrada. L'eixida tindrà un valor lògic alt '1', sempre que qualsevol variable d'entrada presente un valor lògic alt "1". Només en cas que totes les variables d'entrada tinguen un valor lògic baix '0', l'eixida presentarà un valor lògic baix '0'.

La taula de veritat de la figura 9.5 descriu el valor lògic de la funció d'eixida per totes les combinacions de dues variables d'entrada; el funcionament és idèntic en cas de més variables.

Variables d'entrada		Funció d'eixida
A	B	
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Figura 9.5

El símbol de la comporta OR es representa en la figura 9.6.



Figura 9.6

Anàlogament al que es descriu en la porta AND, el funcionament de la porta OR també es pot representar mitjançant interruptors, però en aquest cas connectats en paral·lel. Es manté el mateix criteri que en l'anterior porta, és a dir, interruptor obert, valor lògic baix '0', interruptor tancat, valor lògic alt '1'. Així, només si un dels interruptors està tancat, podrà passar el senyal elèctric.

### 9.1.4. Comporta lògica NAND

Aquesta comporta està formada per la unió de dues comportes bàsiques, la comporta AND i la comporta NOT. L'eixida de l'AND s'utilitza com a entrada de la NOT, i per tant, la funció lògica d'eixida és una inversió de l'operació producte lògic (complement del producte lògic). Però la comporta NAND té estructura pròpia, amb la qual cosa, cal analitzar-la com un bloc.

Pot tindre dos o més entrades de variables i una única eixida, tal com es veu en la figura 9.8. A causa del seu funcionament l'eixida sols tindrà un valor lògic baix "0", quan totes les variables d'entrada presenten un valor lògic alt "1". Per a la res-

ta de combinacions, l'eixida sempre presentarà un valor lògic alt "1". En la figura 9.7, la taula de veritat indica el funcionament descrit.

Variables d'entrada		Funció d'eixida
A	B	
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Figura 9.7

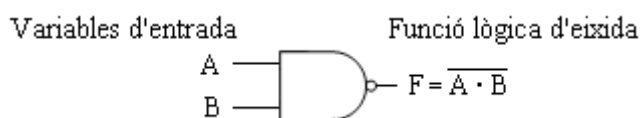


Figura 9.8

### 9.1.5. Comporta lògica NOR

De nou es presenta una comporta formada per la unió de dues comportes bàsiques. En aquest cas es tracta de la comporta OR i la comporta NOT. L'eixida de la porta OR és l'entrada de la porta NOT. Així s'obté una funció d'eixida que ofereix el complement de la suma lògica, és a dir, inverteix el valor de l'operació suma lògica.

És una comporta amb estructura pròpia, que s'identifica pel seu símbol, figura 9.10. Té una única eixida i dues o més entrades de variables binàries. Per la seua característica de funcionament genera una funció d'eixida de valor lògic alt "1" només quan totes les variables d'entrada presenten un valor lògic baix "0". Totes les altres combinacions generen una eixida amb valor lògic baix "0". La taula de veritat de la figura 9.9 indica el funcionament descrit.

Variables d'entrada		Funció d'eixida
A	B	
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Figura 9.9

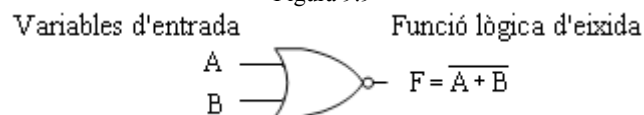


Figura 9.10

### 9.1.6. Comporta lògica XOR

La comporta XOR, anomenada OR exclusiva, és una comporta que realitza una funció a partir de la combinació d'altres funcions lògiques. Però, tanmateix, té la seua pròpia estructura i identitat, amb símbol propi, figura 9.12, i un funcionament exclusiu. Una de les característiques més importants d'aquesta comporta, i que cal recalcar per a la seua utilització, és que només té dues entrades de variables.

El funcionament d'aquesta porta és el següent: l'eixida tindrà un valor lògic alt '1' quan les variables d'entrada tinguen valors lògics diferents entre si, és a dir, si l'entrada A presenta un valor lògic alt '1' i l'entrada B presenta un valor lògic baix '0', o també en cas que l'entrada A tinga un valor lògic baix '0' i l'entrada B presente un valor lògic alt '1'. Com s'observa, per a obtindre una eixida de valor lògic alt '1', cal que les dues entrades tinguen valors contraris. Així doncs, si les entrades tenen el mateix valor lògic, l'eixida presenta un valor lògic baix '0'. En la figura 9.11 la taula de veritat indica tot el que s'ha descrit.

Variables d'entrada		Funció d'eixida
A	B	
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Figura 9.11



Figura 9.12

La funció lògica d'eixida té l'expressió que es mostra en la figura 9.12, però de cara a la utilització en anàlisis de circuits digitals s'utilitza com a funció lògica d'eixida l'expressió següent:

$$F = \overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B}$$

expressió que s'obté de la taula de veritat.

### 9.1.7. Comporta lògica XNOR

La comporta XNOR, anomenada NOR exclusiva, com la comporta anterior, realitza una funció a partir de la combinació d'altres funcions lògiques. Amb estructura i identitat pròpia, el seu símbol es mostra en la figura 9.14. Aquesta comporta també presenta la característica important de tindre només dues entrades de variables.

El seu funcionament és contrari al de la comporta XOR; només veient el seu símbol, s'observa que amb el cercle en l'eixida, indica que realitza el complement de la comporta XOR. Així doncs, l'eixida tindrà un valor lògic alt "1" quan les variables d'entrada tinguen valors lògics idèntics. Quan les dues entrades presenten valors lògics diferents, l'eixida tindrà un valor lògic baix "0". La taula de veritat que detalla aquest funcionament es mostra en la figura 9.13.

Variables d'entrada		Funció d'eixida
A	B	
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Figura 9.13



Figura 9.14

L'expressió de la funció lògica d'eixida es idèntica a la XOR però complementada o invertida.

$$F = \overline{A \cdot B + A \cdot \overline{B}}$$

## 9.2. Circuits digitals complexos. Multiplexors. Codificadors. Decodificadors.

Després de veure les comportes lògiques d'una manera individual, cal analitzar circuits digitals més complexos resultants de connectar entre si diferents portes lògiques. Aquests circuits resultants reben el nom de circuits combinacionals.

Els circuits combinacionals tenen com a característica principal que el valor lògic de la funció d'eixida depèn únicament de les combinacions dels valors de les variables d'entrada en cada instant, sense tindre en compte que el valor de les variables siga emmagatzemat en cap tipus de dispositiu de memòria. Per tant, són circuits que treballen en els valors de les variables directament.

## 9.2.1. Multiplexors

Els multiplexors són circuits que serveixen per a triar una entrada de dades entre un conjunt de vàries entrades de dades. El fet de triar només una entrada de dades està controlat per unes entrades de control que en funció de la combinació d'aquestes, li indiquen al multiplexor quina entrada de dades ha de triar per transmetre-la a l'eixida. Per la seua característica de funcionament, el multiplexors també reben el nom de selector de dades.

Així doncs, els multiplexors són dispositius amb vàries entrades de dades, vàries entrades de control i una única eixida. El nombre d'entrades de dades i de control està relacionat segons l'expressió  $D = 2^S$ , on D correspon a les entrades de dades i S a les entrades de control. En la figura 9.15 es mostra un exemple d'un multiplexor de quatre entrades de dades i dues entrades de control.

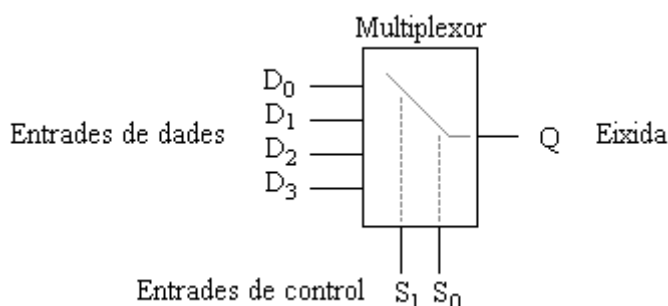


Figura 9.15

En la figura 9.15, a l'interior del multiplexor, s'ha inclòs un dibuix d'un commutador governat per les entrades de control, per tal d'aclarir més la forma de treballar del multiplexor. S'observa clarament la condició de selector de dades on el commutador, per a cada combinació lògica de les entrades de control, selecciona una entrada de dades que és transmesa a l'eixida. D'aquest funcionament s'obté la seua taula de veritat de la figura 9.16.

Entrades de control		Eixida Q
S <sub>1</sub>	S <sub>0</sub>	
0	0	D <sub>0</sub>
0	1	D <sub>1</sub>
1	0	D <sub>2</sub>
1	1	D <sub>3</sub>

figura 9.16

La funció lògica d'eixida té la següent expressió:

$$Q = \overline{S_1} \cdot \overline{S_0} \cdot D_0 + \overline{S_1} \cdot S_0 \cdot D_1 + \overline{S_1} \cdot S_0 \cdot D_2 + S_1 \cdot S_0 \cdot D_3$$



on es pot veure que estan presents les tres operacions lògiques bàsiques analitzades en l'anterior apartat: la inversió, la suma i el producte lògic. Una de les aplicacions més importants del multiplexor radica en la seua expressió d'eixida on estan presents totes les possibles combinacions de les variables de control i totes les dades d'entrada.

El fet d'utilitzar el multiplexor com un element amb capacitat per a generar funcions lògiques, li confereix a aquest dispositiu una major versatilitat i el fa estar present en molts dissenys digitals en substitució d'un gran nombre de portes lògiques.

## 9.2.2. Codificadors

Els codificadors són circuits lògics combinacionals que s'utilitzen per codificar dades. Quan s'activa una de les entrades, provoca l'aparició en l'eixida el codi corresponent al nombre d'entrada activada. Com a característica, el nombre de bits a l'entrada (N) és major que a l'eixida (n).

Hi ha diversos tipus de codificadors; entre tots, els més importants són els codificadors binaris i els codificadors decimals a BCD.

Codificadors binaris, també coneguts com codificadors de  $2^n$  a n. Cada vegada que s'activa una entrada es genera en les eixides el codi corresponent al nombre de l'entrada activada. La taula de veritat de la figura 9.17 correspon a un codificador de 8 entrades (N=8) a 3 eixides (n=3). En ella es veu clarament el funcionament descrit.

Entrades								Entrades		
$D_7$	$D_6$	$D_5$	$D_4$	$D_3$	$D_2$	$D_1$	$D_0$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0
0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1
0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1
0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0
1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1

Figura 9.17

Els codificadors decimals a BCD tenen una entrada per a cada dígit decimal, per tant, compten amb deu entrades. El nombre d'eixides corresponent al sistema BCD és de quatre. El funcionament d'aquest codificador queda reflectit en la taula de

veritat de la figura 9.18 i descriu que quan s'activa una entrada en l'eixida, s'obté el codi BCD corresponent a l'entrada activada.

Entrades	Eixides			
	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$
$D_0$	0	0	0	0
$D_1$	0	0	0	1
$D_2$	0	0	1	0
$D_3$	0	0	1	1
$D_4$	0	1	0	0
$D_5$	0	1	0	1
$D_6$	0	1	1	0
$D_7$	0	1	1	1
$D_8$	1	0	0	0
$D_9$	1	0	0	1

Figura 9.18

### 9.2.3. Descodificadors

Uns altres circuits combinacionals importants són els descodificadors, circuits que tenen com a objectiu convertir codis de numeració. Així doncs, tenen diverses entrades on arriba la informació codificada en un sistema de numeració, i vàries eixides amb un diferent codi numèric. En aquests dispositius el nombre de bits a l'entrada ( $N$ ) és menor que a l'eixida ( $n$ ).

Els tipus de descodificadors que hi ha són molt variats. Els més utilitzats són els descodificadors binaris, els descodificadors BCD a decimal i els descodificadors BCD a set segments.

Els descodificadors binaris, també coneguts com descodificadors de  $n$  a  $2^n$  funcionen al contrari que el codificador binari. Per cada combinació binària que es presente en les entrades, s'activarà com a una única eixida la corresponent amb el nombre del codi present en l'entrada. En la figura 9.19 s'aprecia la taula de veritat d'un descodificador de tres entrades ( $N=3$ ) a huit eixides ( $n=8$ ).

Entrades			Eixides							
$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$	$Q_7$	$Q_6$	$Q_5$	$Q_4$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0

Entrades			Eixides							
Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>0</sub>	Q <sub>7</sub>	Q <sub>6</sub>	Q <sub>5</sub>	Q <sub>4</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>0</sub>
0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0
1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0
1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0

Figura 9.19

Els descodificadors BCD a decimal estan formats per quatre entrades i deu eixides.

## 9.3. Anàlisi de circuits digitals. Àlgebra de Boole. Taules de veritat.

### 9.3.1. Àlgebra de Boole

L'àlgebra de Boole utilitza el nom del seu precursor George Boole, un matemàtic anglès que va establir l'àlgebra de les operacions lògiques. Aquesta àlgebra posteriorment va ser aplicada al disseny i l'anàlisi de circuits digitals. Està formada per les variables binàries i els operadors lògics que relacionen les variables.

L'operador NOT realitza la inversió o complementació de la variable o expressió sobre la que opera. Es representa mitjançant una ratlla damunt de la variable. De l'aplicació d'aquest operador apareix com a propietat que una variable dues vegades negada o complementada és igual a la pròpia variable:

$$\overline{\overline{A}} = A$$

El producte lògic es realitza mitjançant l'operador AND, que es representa amb un punt entre les variables que han de realitzar el producte. Les propietats de l'aplicació d'aquest operador són:

$$A \cdot A = A$$

$$A \cdot \overline{A} = 0$$

Aquestes propietats indiquen que el producte lògic d'una variable per ella mateixa dona com a resultat el valor lògic de la pròpia variable. D'altra banda, el producte lògic d'una variable pel complement d'ella dona com a resultat un valor lògic baix "0".

L'operador OR és el que realitza la suma lògica; es representa amb el símbol de suma entre les variables, i les propietats d'aquest operador són:

$$A + A = A$$
$$A + \overline{A} = 1$$

La suma lògica d'una variable més una altra dona com a resultat el valor de la pròpia variable. Si es suma una variable amb el complement d'ella, dona com a resultat un valor lògic alt "1".

### 9.3.2. Lleis de l'àlgebra de Boole

#### *Llei commutativa.*

Estableix la indiferència en l'ordre de les variables quan s'aplica l'operador lògic:

$$A + B = B + A$$
$$A \cdot B = B \cdot A$$

#### *Llei distributiva*

Indica que cada operand és distributiu respecte a l'altre. Mitjançant aquesta llei s'observa la utilització del factor comú en les operacions lògiques.

$$A \cdot (B + C) = A \cdot B + A \cdot C$$

#### *Llei associativa*

Estableix que el resultat d'aplicar un mateix operador a una expressió lògica és independent de l'agrupació de variables efectuada,

$$A \cdot (B \cdot C) = (A \cdot B) \cdot C$$
$$A + (B + C) = (A + B) + C$$

#### *Llei d'absorció*

Aplicant les lleis i les propietats que s'han descrit en els operadors:

$$A + A \cdot B = A \cdot (1 + B) = A \cdot 1 = A$$

#### *Teoremes DeMorgan*

Aquests dos teoremes es deuen a un altre matemàtic, DeMorgan, que va enunciar dos teoremes de gran importància dins de l'àlgebra de Boole.

El primer s'enuncia com «El complement del producte lògic de diverses variables és igual a la suma lògica de totes les variables complementades». D'on s'estableix l'expressió:

$$\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}$$

Per la seua banda el segon teorema s'enuncia com «El complement de la suma lògica de diverses variables és igual al producte lògic de totes les variables complementades». Tanmateix d'aquest segon teorema s'estableix l'expressió

$$\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$$

### 9.3.3. Taules de veritat

En els punts anteriors s'han utilitzat ja les taules de veritat i, com allí s'indicava, són unes representacions que descriuen el valor lògic de l'eixida d'un circuit lògic digital per a cadascuna de les combinacions de les variables binàries d'entrada al circuit. És una forma de representar el funcionament del circuit, que es descriu d'una manera clara, ràpida i sense dubtes. Per tal de realitzar una taula de veritat, en primer lloc cal identificar les variables binàries d'entrada, així en funció del nombre de variables s'han d'establir les combinacions possibles en una part de la taula. En l'altra part de la taula cal situar l'eixida o les eixides del circuit. Seguidament, s'han d'identificar les combinacions que generaran que l'eixida del circuit tinga un valor lògic alt "1". En eixes combinacions es ficarà el valor lògic alt en la part reservada per l'eixida. La part de l'eixida es completarà amb un valor lògic baix "0" per la resta de combinacions. Si en el circuit ja ve donada la taula de veritat i es tracta de trobar l'expressió de la funció d'eixida, el procés que caldrà realitzar serà el contrari al descrit, és a dir, es localitzaran les combinacions de variables d'entrada que donen un valor lògic alt "1" en la part de l'eixida de la taula de veritat. Totes aquestes combinacions de variables d'entrada s'utilitzaran per formar part de la funció lògica del circuit i es disposaran com a suma de productes lògics, on aquests seran cadascuna de les citades combinacions amb el criteri següent: si la variable d'entrada té un valor lògic alt "1", el nom de la variable s'oferirà normal i, en cas de tindre un valor lògic baix "0", la variable s'utilitzarà negada o complementada.

# Tema 10.

## Circuits digitals seqüencials

L'altre bloc important de circuits digitals són els anomenats circuits seqüencials. Com a característica principal d'aquest tipus de circuits, els valors lògics d'eixida no depenen exclusivament dels valors lògics de les variables d'entrada, així que per contra tenen una dependència molt forta dels valors lògics anteriors. D'aquesta manera són circuits amb memòria.

En aquest tema els objectius que cal que el lector assolisca són: el concepte de circuit seqüencial amb la característica descrita, els diferents tipus de biestables que hi ha disponibles i el seu funcionament. Tanmateix, conèixer les possibilitats de treball d'un circuit comptador. Finalment, veure com canvia el funcionament d'aquests circuits digitals treballant sincronitzats en el temps o sense cap tipus de sincronització.

## 10.1. Components seqüencials bàsics, biestables

Els biestables són els circuits seqüencials més bàsics i la seua característica principal és la que defineix els seqüencials, és a dir, la capacitat de tindre memòria. Lògicament tenen dos estats estables de funcionament: estat lògic baix "0" i estat lògic alt "1", d'ací el nom de biestable. Un biestable pot estar en qualsevol d'aquests dos estats estables encara que desaparega el senyal amb què es va produir el canvi a l'estat actual; l'efecte es manté encara que desaparega la causa que el va originar. Són dispositius que segons el tipus tenen diferents nombres d'entrades i d'eixides. Com a característica disposen de dues eixides complementades entre elles.

Els biestables són una gran família que es pot classificar de diverses formes, segons funcionen de manera síncrona o asíncrona, segons el mètode utilitzat en el canvi d'estat. En primer lloc, es divideixen en dos grans grups, els anomenats *latches*, paraula anglesa que traduïda seria *forrellats* i els *flip-flops* paraula que traduïda seria *bàscula*. Aquests dos grans grups són molt similars, però el mètode que utilitza cadascun d'ells per a fer la transició d'un estat a l'altre, fixa la diferència entre ambdós grups.

Els latches són biestables en els quals la transició de l'estat de l'eixida es produeix mitjançant determinats nivells de tensió aplicats a les entrades del biestable, mètode pel qual reben també el nom de biestables actius per nivell. Per la seua banda els flip-flops disposen d'una entrada de senyal de rellotge i realitzen la transició de l'estat de l'eixida quan canvia de valor aquest senyal de rellotge (en els flancs del senyal). Per aquest mètode de realitzar les transicions reben també el nom de biestables actius per flancs.

### 10.1.1. Latch R-S

És un biestable actiu per nivell. Disposa de dues entrades, una anomenada S (Set) i una altra anomenada R (Reset). A més a més, disposen d'una tercera entrada anomenada En (*Enabled*), que autoritza la transició d'estat. Incorpora dues eixides

complementades entre si. En la figura 10.1 es visualitza l'estructura d'aquest biestable.

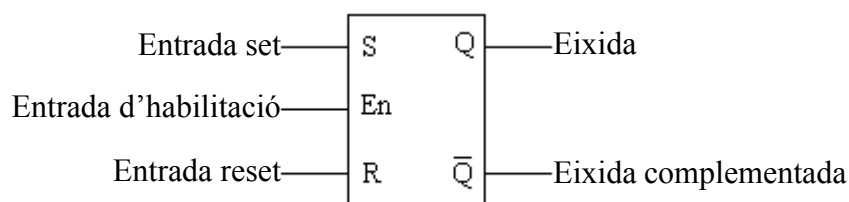


Figura 10.1

L'entrada d'habilitació és la que governa el funcionament d'aquest dispositiu. Si aquesta entrada té un valor lògic baix, la transició d'estat no està permesa. En el moment en què aquesta entrada tinga un valor lògic alt, quedarà autoritzada la transició d'estat i per tant l'eixida canviarà segons els valors que tinguen en eixe instant les entrades S i R, i en funció de la taula de la figura 10.2.

S	R	$Q_{t+1}$	Acció en l'eixida
0	0	$Q_t$	No hi ha canvi
0	1	0	Acció de Reset (canvia a 0)
1	0	1	Acció de Set (canvia a 1)
1	1	X	Comportament indeterminat

Figura 10.2

La simbologia que s'observa en aquesta taula la trobarem en totes les taules posteriors, on s'indica que  $Q_t$  és l'eixida abans de la transició i  $Q_{t+1}$  és l'eixida després de produir-se la transició. Amb la lletra X es referencia una situació ambigua, amb un comportament impreït.

### 10.1.2. Latch D

Aquest dispositiu té una entrada anomenada D (Dades), a més de l'entrada En, de la qual ja s'ha explicat la tasca de funcionament en el punt anterior. També disposa de dues eixides complementades entre si. La figura 10.3 detalla les entrades i les eixides comentades.

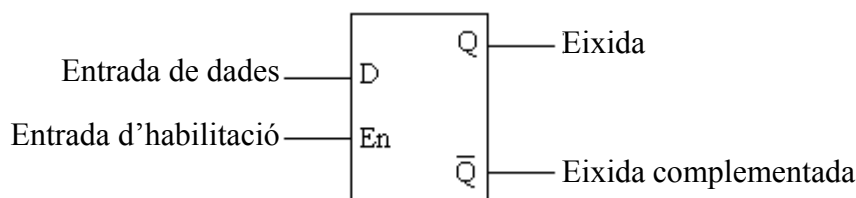


Figura 10.3



De nou es tracta d'un biestable actiu per nivell i de nou l'entrada En és la protagonista en el funcionament d'aquest dispositiu, autoritzant o no la transició d'estat en l'eixida del biestable.

Si l'entrada té un valor lògic baix, la transició d'estat no està permesa, i per tant l'eixida mai canvia. En el moment que aquesta entrada tinga un valor lògic alt, quedarà autoritzada la transició d'estat i, per tant, en l'eixida es tindrà el mateix valor lògic que continga l'entrada D en eixe mateix instant, segons la taula de la figura 10.4.

En	D	$Q_{t+1}$	Acció en l'eixida
0	X	$Q_t$	No hi ha canvi
1	0	1	Carrega el valor de D (0)
1	1	0	Carrega el valor de D (1)

Figura 10.4

En el moment en què està autoritzada la transició d'estat, s'observa que les dades que hi ha en l'entrada D passen a l'eixida. Per aquest procés de transmissió de dades de l'entrada a l'eixida, el latch D s'anomena transmissor de dades.

### 10.1.3. Flip-flop R-S

Recordem que l'única diferència entre els latches i els flips-flops són els mètodes utilitzats per autoritzar la transició. Concretament en els flips-flops s'utilitzen els flancs del senyal de rellotge. Si s'ha de produir en els flancs de pujada o en els de baixada caldrà especificar-ho en el símbol del biestable.

En els flips-flops R-S s'ha substituït l'entrada d'habilitació per l'entrada de rellotge, mentre que la resta del dispositiu és idèntica a la del latch R-S. Així, en la figura 10.5 es mostren els flips-flops R-S actius per flancs ascendents i flancs descendents.

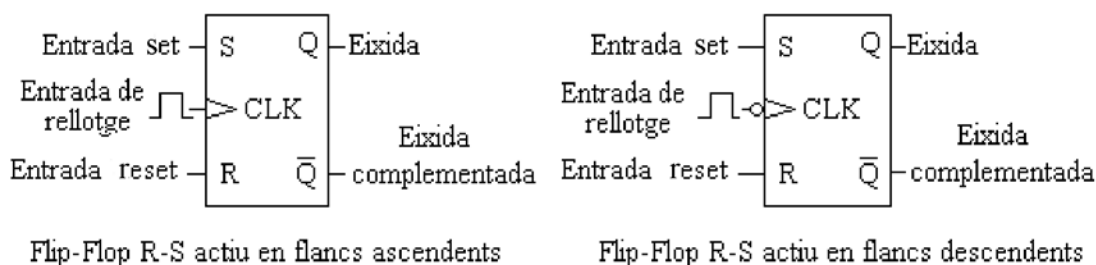


Figura 10.5

Els valors que pot arribar a tindre l'eixida són els mateixos que els de la taula descrita per als latches R-S.

En el món real, aquest tipus de flip-flop no té molta aplicació en els circuits, cosa que dona pas a la utilització dels flips-flops D i J-K.

#### 10.1.4. Flip-flop D

Aquest tipus de biestable és idèntic al biestable D actiu per nivell, però amb la diferència que, en ser actiu per flanc, cal disposar d'una entrada de rellotge. A l'entrada de rellotge s'aplicarà un senyal de forma d'ona quadrada, amb flancs ascendents i descendents. Es recorda que el flanc ascendent és l'instant en què el senyal passa del valor lògic baix, "0", al valor lògic alt, "1", i el flanc descendent és justament el contrari, és l'instant en què el senyal passa del valor lògic alt, "1", al valor lògic baix, "0". En la figura 10.6 es poden veure les estructures dels flips-flops D actius per flancs ascendents i descendents.

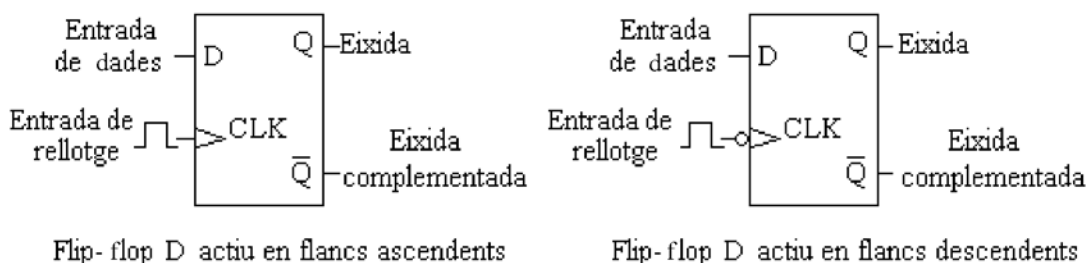


Figura 10.6

El funcionament és el mateix que el biestable D actiu per nivell, amb la diferència que l'autorització per a canviar la produeix el respectiu flanc del senyal de rellotge. Així, quan té l'autorització per a produir-se la transició d'estat l'entrada D, transmet a l'eixida Q el seu valor, comportant-se com un transmissor de dades.

#### 10.1.5. Flip-flop J-K

El problema de la indeterminació per a una combinació de les entrades que existeix en els S-R, els limita molt a l'hora de la seua utilització. Els J-K tenen un funcionament similar al que tenen els S-R, però amb l'avantatge que no presenten un comportament indeterminat per a la combinació de nivells lògics alts, "1", simultàniament a les dues entrades. Això fa que els flips-flops JK siguin uns dels biestables més utilitzats.

En la figura 10.7 es pot veure la descripció d'entrades i d'eixides d'aquests biestables, mentre que en la figura 10.8 s'inclou la taula de funcionament que descriu el comportament que tindrà el flip-flop J-K per a totes les possibles combinacions dels valors lògics de les entrades.

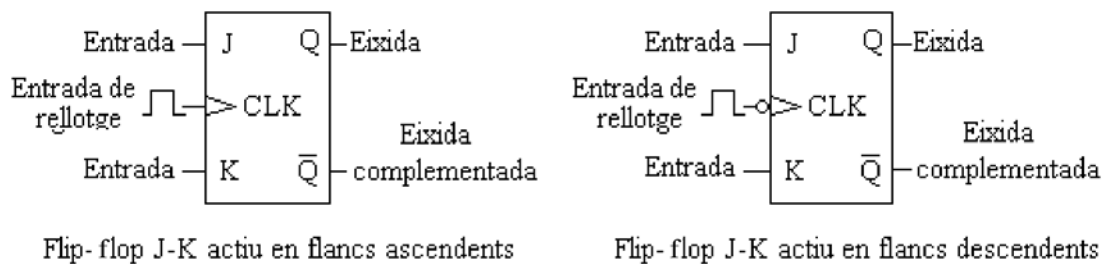


Figura 10.7

J	K	$Q_{t+1}$	Acció en l'eixida
0	0	$Q_t$	No hi ha canvi
0	1	0	Acció de Reset (canvia a 0)
1	0	1	Acció de Set (canvia a 1)
1	1	$\bar{Q}_t$	Hi ha canvi

Figura 10.8

Com s'observa, la combinació de dos valors lògics alts, "1", a la mateixa vegada, produeix que hi haja canvi en l'eixida del dispositiu. Així doncs, si aquesta situació es manté en el temps, l'eixida del flip-flop J-K anirà commutant en cada tipus de flanc del senyal de rellotge, produint a l'eixida un senyal també quadrat, però amb els polsos de diferent durada que el senyal de rellotge, ja que els canvis en el nivell lògic del senyal d'eixida només es produiran en el flancs adequats del senyal de rellotge.

## 10.2. Registres i comptadors

### 10.2.1. Registres de desplaçament

En l'anterior apartat, s'analitzava el funcionament dels biestables, o s'observava que eren unitats mínimes de memòria, amb capacitat d'emmagatzemar un bit per biestable. En cas d'haver d'emmagatzemar més nombre de bits, cal interconnectar diversos biestables segons el nombre de bits desitjats. Aquesta unió de biestables en una estructura com si fóra una cadena, s'anomena registres de desplaçament. Cal especificar el tipus de biestables que s'utilitzaran perquè en estar connectats tots entre si, la forma en què tots canviaran a la mateixa vegada és mitjançant la utilització d'una entrada de rellotge. D'ací ve el seu nom de registres de desplaçament, ja que en cadascun dels flancs adequats es produirà un canvi en cada biestable. La informació anirà recorrent tota la cadena de biestables. Així doncs, el tipus de biestable utilitzat serà el flip-flop perquè el funcionament depèn dels flancs del senyal de rellotge.

Hi ha diferents tipus de registres segons com entre la informació, segons com isca i segons com es desplaça. Podem trobar registres amb entrada i eixida de dades tipus sèrie, registres amb entrada de dades tipus sèrie i eixida en tipus paral·lel, entrada de dades tipus paral·lel i eixida de dades tipus sèrie, també registres de desplaçament amb entrada i eixida paral·lel i finalment els registres bidireccionals.

Els registres de desplaçament amb entrada i eixida tipus sèrie treballen amb dades en sèrie, i per tant la informació va passant d'un flip-flop a l'altre controlant-se mitjançant el senyal de rellotge, amb cada flanc corresponent.

El funcionament dels registres de desplaçament amb entrada de dades en sèrie i eixida en paral·lel és un tant diferent a l'anterior, ja que l'entrada de dades és idèntica, però l'eixida de dades s'arregla en cadascuna de les pròpies eixides dels flips-flops.

En els registres de desplaçament amb entrada de dades en paral·lel i eixida en sèrie, la informació s'aplica al mateix temps en les entrades de tots els flips-flops, i l'eixida de la informació es desplaça amb els flancs adequats del rellotge fins l'eixida de l'últim flip-flop del registre.

Si s'utilitza un registre de desplaçament amb entrada de dades i eixida en tipus paral·lel, la informació s'introdueix al mateix temps en les entrades de tots els flips-flops, i l'eixida de la informació s'obté també al mateix temps en cadascuna de les eixides dels flips-flops.

Finalment, els registres de desplaçament bidireccionals tenen la capacitat de desplaçar la informació en el sentit desitjat. Utilitzen una entrada especial que controla el sentit del desplaçament, de forma que l'eixida d'un flip-flop es transmet a l'entrada del següent o de l'anterior flip-flop.

### 10.2.2. Comptadors

Els comptadors són circuits seqüencials amb una aplicació característica: realitzar un procés de comptatge. Per tant les possibilitats d'aplicació són molt variades: des de controlar un comptador de temps, fins a controlar les vegades que s'ha repetit una operació determinada.

Els comptadors tenen uns certs paràmetres que els diferencien uns dels altres i els qualifiquen per a desenvolupar diferents tasques. Un dels paràmetres més característics és el nombre màxim de comptatge. Aquest valor determina el límit màxim que podrà comptar el circuit; quan arriba a eixe valor, torna a començar el procés de comptatge. Aquest paràmetre estableix el nom del comptador, així es referencien com a comptador mòdul  $M$ , on  $M$  és el valor màxim que cal comptar. També hi ha un paràmetre que condiciona el funcionament del comptador: realitzar el compte en sentit ascendent o descendent. Així, del número inicial el comptador realitzarà la seua funció augmentant o disminuint el número següent.

Lògicament també existeixen comptadors síncrons i asíncrons. En els asíncrons els canvis en les eixides no es produeixen simultàniament, sinó que primer canvia l'eixida més baixa (dígit LSB) i després la següent, i així successivament fins a canviar l'eixida més alta (dígit MSB). El problema d'aquests comptadors és quan han de canviar en el compte d'un nombre a un altre, i això implica que canvien diverses eixides a la mateixa vegada. Aquest procés implica diversos canvis d'eixides i, per tant, es produeixen retards en el funcionament del circuit. Si el factor temps és important en l'aplicació perquè s'utilitza el comptador, no són vàlids i s'ha de buscar la utilització d'un comptador síncron. Els comptadors síncrons no tenen els problemes esmentats en els asíncrons. El seu funcionament permet que totes les eixides del comptador canvien simultàniament amb els flancs adequats del senyal de rellotge.

### 10.3. Circuits seqüencials síncrons i asíncrons

En els anteriors apartats s'ha observat que el conjunt de circuits seqüencials acaba finalment implementant-se amb biestables. El tipus de biestables triat és el que determina el funcionament del circuit. Així doncs, si els biestables són del tipus flips-flops o actius per flancs del senyal de rellotge i tots els biestables estan connectats al mateix senyal de rellotge, el circuit final serà un circuit síncron. El funcionament del circuit depèn del senyal de rellotge i la totalitat de flips-flops realitzarà la transició d'estat simultàniament.

En canvi, si s'utilitzen latches o biestables actius per nivell, les transicions d'estat no tenen cap relació de sincronisme i per tant s'anomenen circuits asíncrons. En aquests circuits les transicions tenen lloc en determinades circumstàncies que són diferents per a cada biestable del circuit. També hi ha circuits asíncrons que utilitzen flips-flops, però que no connecten els senyals d'entrada de rellotge al mateix senyal, sinó que només apliquen el senyal de rellotge al primer biestable, i per poder autoritzar la transició de la resta de biestables, utilitzen els flancs de les eixides complementades dels biestables anteriors. Lògicament aquest funcionament és totalment asíncron perquè les eixides dels biestables no estaran disponibles simultàniament.

# Bibliografia

- FLOYD, T. L. (2000): *Fundamentos de Sistemas Digitales*, Prentice Hall, Pearson Educación, S. A., Madrid.
- GARCÍA, W. i J. L. GUTIÉRREZ (1991): *Amplificadores operacionales. Teoría y montajes prácticos*, Editorial Paraninfo, S. A., Madrid.
- MILLMAN, J. i C. C. HALKIAS (1991): *Electrónica integrada*, Editorial Hispano Europea, S. A., Barcelona.
- OTERO, J. i VELASCO, J. (1993): *Problemas de electrónica analógica*, Editorial Paraninfo, S. A., Madrid.
- WAKERLY, J. F. (2001): *Diseño Digital. Principios y prácticas*, Prentice Hall, Pearson Educación de México, S. A., Mèxic.